NUMERO 2
LIRE 500

IMPIANTI CENTRALIZZATI TV
APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
ANTENNE PER RADIOAMATORI
ANTENNE PROFESSIONALI

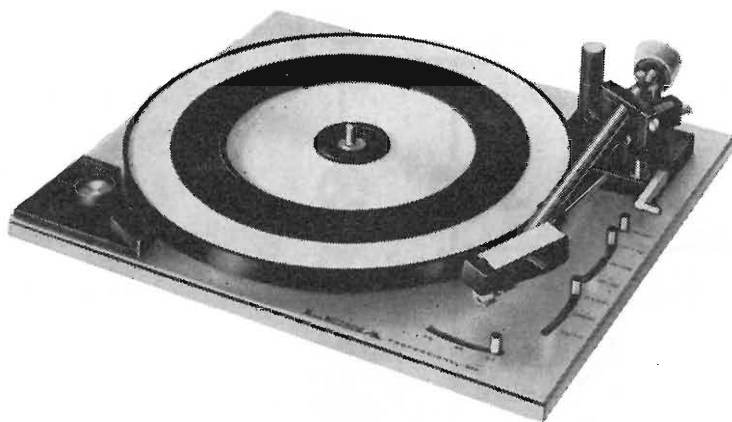
Cercasi concessionari per zone libere

RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO

ALDENA - antenne e impianti - Via Odescalchi 4
20148 MILANO - Telefono 40.31.883

ASB/1

L'ANTENNA BREVETTATA
OMNIDIREZIONALE
E MULTIBANDA PER IMBARCAZIONI
O MEZZI MOBILI

"PROFESSIONAL SIX"
GIRADISCHI AUTOMATICO Hi-Fi

Motore schermato a 6 poli
Piatto di materiale amagnetico ∅ 296 mm - peso 3 Kg - con tappeto di gomma antistatica
Braccio tubolare - bilanciato staticamente - con testina sfilabile
Regolazione del peso puntina da 0 a 5 g
Dispositivo di compensazione coppia di pattinamento (antiskating)
Dispositivo di discesa frenata del braccio (cueing)
Regolatore della velocità di rotazione, a mezzo di stroboscopio incorporato, entro ± 3%
Piastra portante antirisonanza in pressofusione
Perno ruotante con il piatto
Vobulazione: ± 0,06%
Rapporto segnale-disturbo lineare: > 39 dB
Rapporto segnale-disturbo psofometrico: > 64 dB
Peso: 9 Kg
Dimensioni: 37 x 32 x 20 cm

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - VIA BERGAMO 21 - 20135 MILANO
LESA OF AMERICA - NEW YORK • LESA DEUSCHLAND - FREIBURG i/Br • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

più rendimento minore spesa

con gli accoppiamenti direzionali Siemens

In un impianto collettivo d'antenna le prese ad accoppiamento direzionale offrono sensibili vantaggi rispetto a quelle ad accoppiamento resistivo e capacitivo:

— **le minori attenuazioni di passaggio e di allacciamento**
significano minori spese di esercizio

— **il migliore adattamento degli allacciamenti**
evita qualsiasi riflessione tra presa e presa

— **l'indipendenza del carico**
garantisce una stabile tensione d'antenna

— **l'alto disaccoppiamento tra le utenze**
garantisce una ricezione senza disturbi

— **la direzionalità del prelievo**
assicura la perfetta risoluzione delle immagini della televisione a colori

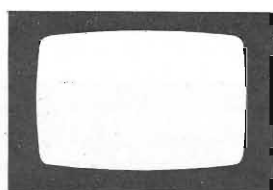
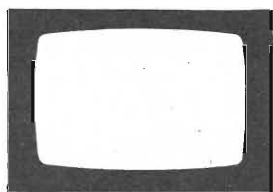
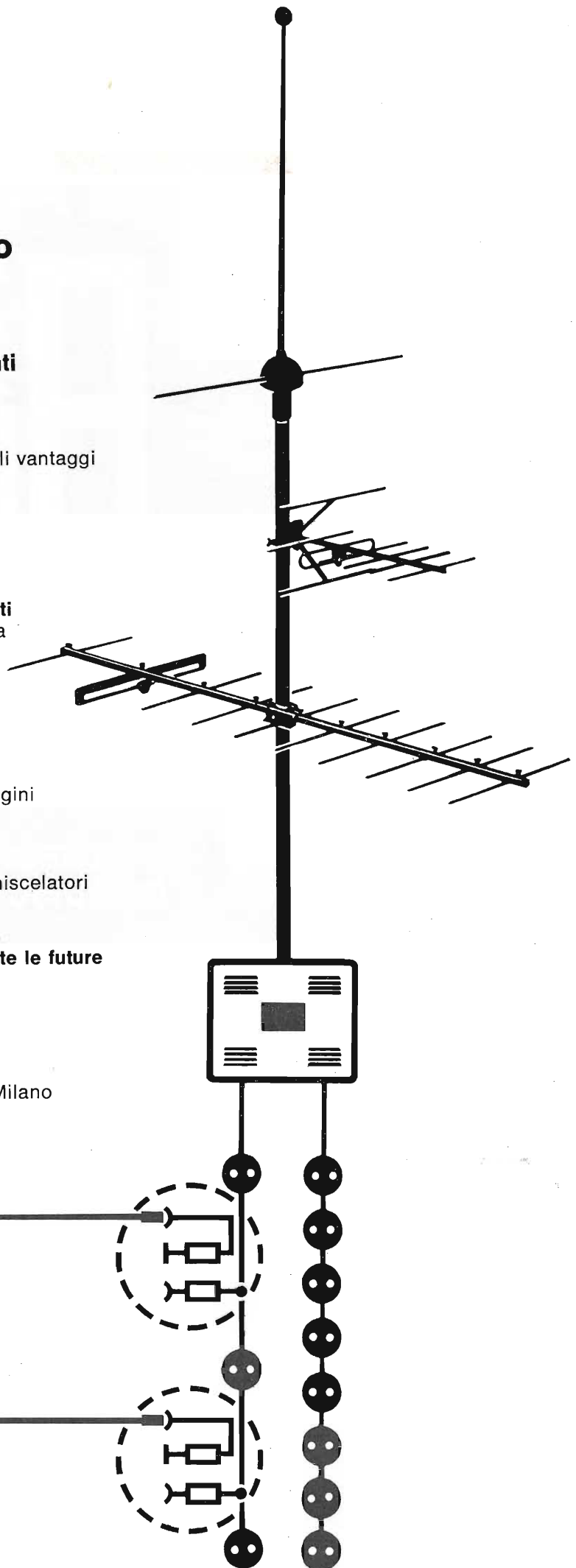
Gli accoppiamenti direzionali sono vantaggiosamente impiegati anche nei miscelatori e negli amplificatori Siemens

Con gli accoppiamenti direzionali si potranno ricevere piú razionalmente ed economicamente le future trasmissioni in banda V

SIEMENS AG - settore antenne

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - Via Vipiteno, 4 - Milano

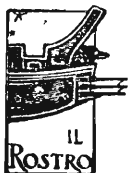
Febbraio 1970 - ANNO XLII **2**

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Direttore responsabile Alfonso Giovene

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici pubblicitari

VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6
Diffusione: DI PRESS - Corso Lodi, 47 - 20139 Milano - Tel. 542.013

In Italia vediamo in Bianco e Nero quello che la RAI trasmette direttamente a colori per tutte le altre Nazioni!

PERCHE'? FINO A QUANDO?

Fac-simile del manifesto pubblicato dalle Associazioni ANCRA e ANIE

2

dott. ing. Alessandro Banfi

Spunti di TV a colori

È ormai noto che la TV a colori è entrata in servizio regolare nelle principali nazioni europee, meno l'Italia che per imperscrutabili e discutibili ragioni politico-economiche non ha ancora preso alcuna decisione, nè sul sistema da adottare, nè sulla data d'inizio del servizio.
È comprensibile pertanto che per adeguarsi al livello tecnico praticamente comune alle odierne trasmissioni TV, tutti gli avvenimenti soggetti a scambi internazionali vengano ripresi a colori.
L'esistenza dei due differenti sistemi di trasmissione, il PAL ed il SECAM, non ha più alcuna importanza inquantochè, come abbiamo già esaminato in precedenza in questa stessa sede, è ormai possibile passare con efficienza e facilità da un sistema all'altro coi recentissimi « transcoder » elettronici.
Ne consegue che per inserirsi adeguatamente nelle reti televisive internazionali, la RAI è virtualmente costretta per tutti gli avvenimenti che si svolgono in Italia, ad effettuare le riprese a colori.
Attualmente, anche se non riconosciuto ufficialmente, il sistema da noi adottato è il PAL e la RAI si è opportunamente attrezzata con le più moderne apparecchiature, alla pari con analoghe società straniere.
Gli avvenimenti a carattere internazionale di maggior interesse sono ovviamente quelli sportivi e nel caso specifico attuale, i campionati mondiali. E mentre i campionati di calcio che si svolgono in Messico interesseranno unicamente i teleutenti provvisti di televisore a colori (la ricezione è ovviamente sempre possibile in bianco-nero), i campionati mondiali di sport invernali che si svolgono in Val Gardena, interessano particolarmente la RAI che intende dar prova delle sue capacità in questo nuovo campo.
Ad Ortisei è stato infatti allestito un centro con due studi attrezzati per le trasmissioni a colori. Tutte le riprese esterne vengono effettuate con numerose e modernissime telecamere a colori e le trasmissioni sia irradiate dalle stazioni italiane, che inviate in tutto il mondo, consentono delle ottime ricezioni con televisori a colori.
Ecco un'ottima occasione, per chi ne ha la possibilità, di provare il colore in casa propria.
In alta Italia vi sono già circa 5000 utenti provvisti di televisori a colori che, pur usandoli regolarmente per le normali ricezioni in bianco-nero, consentono di ricevere sporadicamente le trasmissioni a colori svizzere. E poichè come si è detto, tutti gli avvenimenti internazionali vengono trasmessi a colori anche sulla rete TV italiana, si presenta la possibilità per i più abbienti di munirsi di un televisore a colori che potrà venire usato con soddisfazione in molteplici occasioni future anche se la TV a colori non è ancora ufficialmente in servizio in Italia.
Ciò potrà anche servire a convincere le autorità del Governo ad introdurre presto questo servizio ormai inderogabile.

A.

Emilio Grosso

Il sistema PAL di TV a colori*

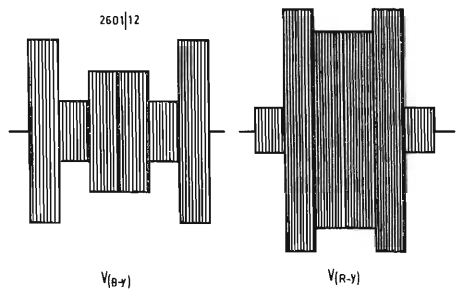



Fig. 1

Si è visto nel precedente articolo, come sia possibile, mediante l'impiego di una linea di ritardo, discriminare dal segnale video composito, i segnali differenza (B-Y) e ± (R-Y). Si è esaminato anche il problema della rigenerazione della sottoportante di colore, legata in frequenza e fase alle vicende della sottoportante di trasmissione; quest'ultima, come rilevato, viene soppressa, per cui vengono irradiate le sole bande laterali.

Si tratta ora, avendo a disposizione i segnali d.d.c. (B-Y) e ± (R-Y) riportati in fig. 1 (nel caso di barre di colore standard), di demodularli e riottenere quindi le componenti a bassa frequenza prive cioè della frequenza di sottoportante che, come sottolineato nei precedenti articoli, funge da unico « supporto » alle informazioni di colore trasmesse. Senza ritornare in merito al problema della modulazione bifase, peraltro già estesamente considerato in precedenza, desideriamo ricordare brevemente alcuni punti significativi. La fig. 2 rappresenta un'onda modulata in ampiezza da una tensione sinoidale con la relativa rappresentazione vettoriale della portante e delle bande laterali.

La fig. 3 riporta la stessa onda, ma con portante soppressa. Notiamo subito dal confronto tra le due forme d'onda e rispettive rappresentazioni vettoriali, come, allorché la tensione modulante passa per lo zero (punto A) la portante modulata nel caso di fig. 3, si inverte di 180° (punto B). Le rappresentazioni vettoriali esprimono con maggior chiarezza tale concetto.

Appare quindi evidente come l'inviluppo di un'onda modulata a portante soppressa, non rispecchia l'andamento dell'informazione modulante come invece avviene per onde del tipo riportato in fig. 2. Escludendo di conseguenza un normale rivelatore ad inviluppo, si rende necessario, come prima operazione, reintrodurre la portante, soppressa all'atto della trasmissione, prima della demodulazione vera e propria.

9. - DEMODULAZIONE SINCRONA

Vengono definiti « demodulatori sincroni » quei circuiti di rivelazione di segnali modulati a portante soppressa, che consentono di introdurre la portante rigenerata e nello stesso tempo operano la rivelazione. Consideriamo a titolo di esempio di modulare con una tensione a « dente di sega » (fig. 4a) una certa frequenza portante (fig. 4b) e di trasmettere esclusivamente l'energia pertinente alle bande

(*) segue dal n. 12, dicembre 1969, pag. 482.

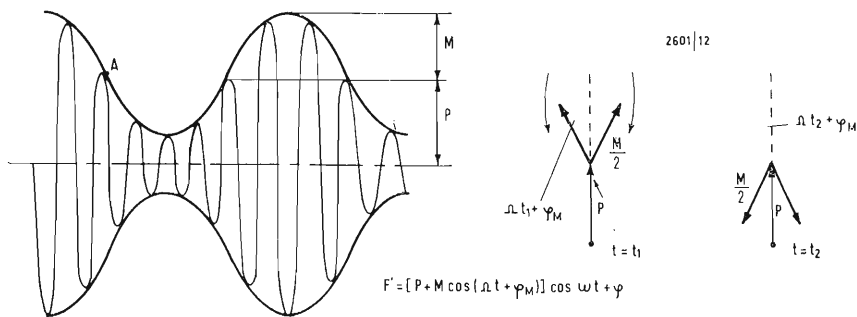



Fig. 2

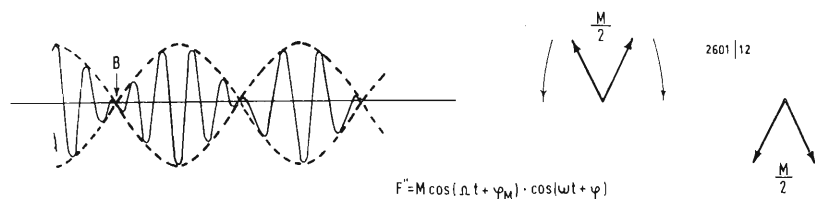
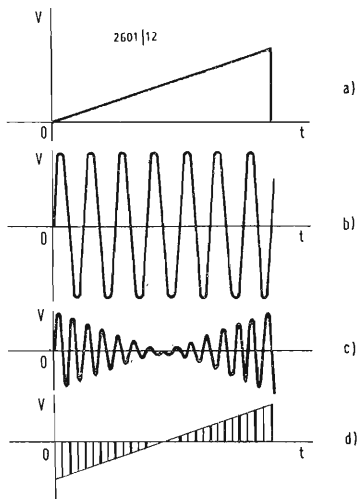



Fig. 3

laterali. Al rivelatore, in ricezione, verrà presentata una tensione la cui f.o. è riportata in fig. 4c. Se pensiamo ora di poter estrarre i valori massimi della f.o. presentata partendo da un certo istante ben definito, otteniamo una serie impulsiva i cui valori rappresentano i successivi valori della primitiva tensione modulante (fig. 4d). Lo schema di principio di un demodulatore sincrono è riportato in fig. 5. La tensione V_1 rappresenta l'informazione da demodulare mentre V_2 è la sottoportante rigenerata la quale, come si può rilevare, è posta in serie alla prima.

Come prima condizione poniamo $V_2 > V_{1\,max}$ in modo da riformare un segnale modulato con profondità di modulazione inferiore al 100%. Ponendo il caso che la relazione di fase tra le due tensioni sia corretta, condizione questa verificata come visto, con la rigenerazione della sottoportante « agganciata » dal burst, nel tempo compreso tra t_1 e t_2, conduce il solo diodo D_1, poichè D_2 trova il suo catodo positivo essendo la somma tra V_1 e V_2 positiva in conseguenza del fatto che si è posto $V_2 > V_1'' = V_1'$. Nel tempo compreso tra t_2 e t_3 si attua la condizione opposta con D_1 interdetto e D_2 conduttore per analogo motivo. Ora, onde attuare la condizione di un breve tempo di conduzione da parte dei diodi, quest'ultimi vengono polarizzati negativamente. A frequenza di sottoportante quindi si chiudono alternativamente gli interruttori costituiti da D_1 e D_2 per cui piccole porzioni di tensione modulata, possono essere così rivelate dai diodi stessi in unione alle costanti di tempo CR e $C'R'$.

Fig. 4

Ricordando quanto detto a proposito del segnale di crominanza, composto da 2 frequenze portanti eguali, sfasate di 90° e ognuna modulata da una informazione cromatica (B-Y), (R-Y), possiamo già stabilire che, con il circuito di fig. 5 si attua la demodulazione dei segnali distanti tra loro 180° per cui l'informazione che modula in quadratura non risulta «interferita». Possiamo sin d'ora stabilire in linea generale come, con un demodulatore sincrono, si possa « separare » la componente modulante della sottoportante, *la cui fase è rigorosamente esatta, con quella di trasmissione*, mentre la componente in quadratura come vedremo in seguito verrà rivelata in un secondo demodulatore, in cui la portante che determina la conduzione dei diodi verrà sfasata, rispetto a quella del caso da noi esaminato, di 90°. È bene comunque, rivedere ora il funzionamento del demodulatore sincrono in modo più preciso per cui sempre riferendoci alla fig. 5 tracciamo il diagramma vettoriale riportato in fig. 6.

Applicando il teorema di Carnot ai 2 triangoli di fig. 6 possiamo scrivere:

$$V_{D1}^2 = V_{OA}^2 + V_r^2 - 2\, V_{OA}^2\, V_r^2 \cos(\pi - \alpha)$$

ma poiché

$$-\cos(\pi - \alpha) = \cos\alpha$$

si ottiene estraendo la radice:

$$V_{D1} = \sqrt{V_{OA}^2 + V_r^2 + 2\, V_{OA}^2\, V_r^2 \cos\alpha}\,;$$

elevando al quadrato, moltiplicando e dividendo per $(V_{OA}^2 + V_r^2)$ si ottiene:

$$V_{D1} = \sqrt{V_{OA}^2 + V_r^2} \cdot \sqrt{1 + \frac{2\, V_{OA}\, V_r \cos\alpha}{V_{OA}^2 + V_r^2}}$$

analogamente per V_{D2} con la sola eccezione che ora l'angolo è α anziché $(\pi - \alpha)$ si ottiene

$$V_{D2} = \sqrt{V_{OA}^2 + V_r^2} \cdot \sqrt{1 - \frac{2\, V_{OA}\, V_r \cos\alpha}{V_{OA}^2 + V_r^2}}$$

Fig. 5

Poiché abbiamo già stabilito che la tensione V_r di sottoportante deve essere maggiore del valore massimo che può assumere la funzione da demodulare ossia V_{OA}, il termine

$$\frac{2\, V_{OA}\, V_r \cos\alpha}{V_{OA}^2 + V_r^2}$$

risulta minore di 1.

Sviluppando in serie e trascurando i termini superiori si può dimostrare che:

$$V_{D1} \cong \sqrt{V_{OA}^2 + V_r^2}\left(1 + \frac{V_{OA}\, V_r \cos\alpha}{V_r^2 + V_{OA}^2}\right)$$

$$V_{D2} \cong \sqrt{V_{OA}^2 + V_r^2}\left(1 - \frac{V_{OA}\, V_r \cos\alpha}{V_r^2 + V_{OA}^2}\right) \quad \text{per cui}$$

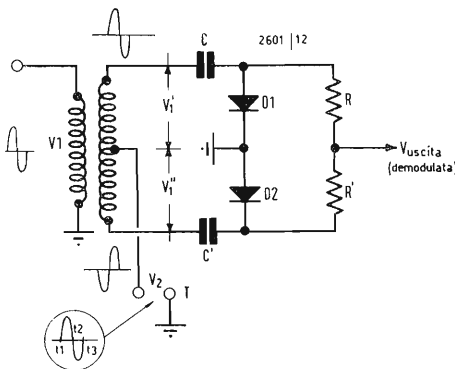
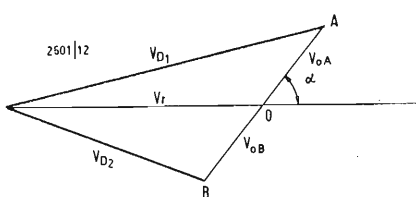



Fig. 6

$(V_{D1} - V_{D2})$ si può ritenere considerando $(V_r^2/V_{OA}^2) < 1$ approssimativamente pari a:

$$(V_{D1} - V_{D2}) \cong 2\ V_{OA} \cos \alpha \qquad (1)$$

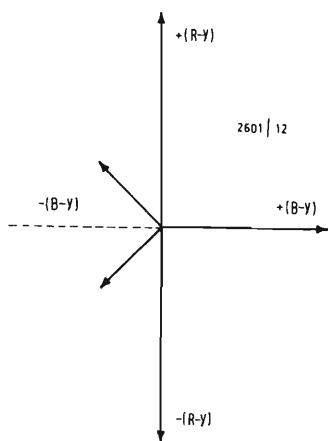
Ossia si dimostra che il segnale d'uscita del demodulatore è proporzionale al coseno dell'angolo di fase tra tensione di sottoportante rigenerata e tensione da rivelare.

Onde ottenere una rivelazione soddisfacente si adotta in pratica
$V_r \geq 2\ V_{OAmax}$

Stabilito che l'ampiezza della tensione di uscita è funzione dell'angolo di fase tra sottoportane e tensione da rivelare, la (1) risulta max per $\alpha = 0$ oppure 180° quando cioè il cos α assume il suo valore massimo, eguale a 1. Quindi, affinché all'uscita del demodulatore sincrono, la tensione rivelata $(V_{D1} - V_{D2})$ risulti massima deve essere rispettata la perfetta fase ed opposizione tra i vettori che alimentano il demodulatore stesso.

Si è visto, esaminando il processo di modulazione bifase, come l'informazione (*R-Y*) moduli una sottoportante che risulta a 90° rispetto alla fase di quella modulata da (*B-Y*). Non solo, ma essa subisce nel *PAL* un'inversione supplementare di fase di 180° a sequenza di riga. La fig. 7 rileva appunto le relazioni di fase fra le due sottoportanti (aventi la stessa frequenza) modulate. In ricezione si dovrà pertanto disporre di due demodulatori sincroni alimentati con tensioni di riferimento V_r spostate tra loro appunto di 90°.

Fig. 7

Vediamo di esaminare ora la procedura seguita onde ottenere le fasi idonee a rivelare correttamente i segnali d.d.c., ai due demodulatori sincroni. La fase media del burst alternato, coincide con l'asse — (*B-Y*) mentre il generatore locale di sottoportante viene « agganciato » a 90° ossia in fase con l'asse (*R-Y*). La fig. 8 chiarisce quanto detto; infatti, allorché vi è perfetto sincronismo tra la fase del burst e la sottoportante rigenerata, quest'ultima viene « clempata » nei punti *A* e *B*. La media di tale operazione effettuata dal burst alternato è il punto *C* che risulta appunto a 90° rispetto al punto 4. In altri termini è come se un solo « burst » avente fase sull'asse — (*B-Y*) agganciasse l'oscillatore, per cui tra il sincronismo di colore e la sottoportante rigenerata si rileva lo spostamento di $\pi/2$ come appunto riportato in fig. 8. Questo significa che la fase del generatore locale di sottoportante, è corretta a demodulare l'asse (*R-Y*) essendo appunto spostata di 90° rispetto alla media del burst alternato ossia di — (*B-Y*). La demodulazione di quest'ultimo segnale d.d.c. richiederà quindi la stessa sottoportante rigenerata, ma spostata di 90°, per mezzo di uno sfasatore interposto tra il demodulatore e il generatore stesso.

10. - COMMUTAZIONE DELL'ASSE (R-Y)

Poiché in trasmissione, come detto si ha l'inversione periodica di 180° dell'asse (*R-Y*) si dovrà compiere la stessa operazione anche in ricezione. L'intero circuito di demodulazione potrà essere quindi tracciato come in fig. 9. L'inversione della sottoportante al demodulatore (*R-Y*) viene attuata per mezzo di un bistabile, pilotato dagli impulsi orizzontali prelevati sul circuito di deflessione, in unione con il commutatore vero e proprio. I transistori T_1 e T_2 pilotati dagli impulsi *H* conducono alternativamente per cui i loro potenziali si spostano tra zero e $+ V_O$. Considerando per esempio in conduzione T_1 (T_2 interdetto) il potenziale del punto *A* si porta prossimo a $+ V_O$ per cui il punto *B*, collettore di T_2, assumerà il potenziale zero. In conseguenza di ciò il diodo D_2 si porta in conduzione contrariamente a D_1, essendo il potenziale di riferimento V_O' assai inferiore a V_O.

In tale condizione la tensione di sottoportante presente al punto *C* darà luogo ad una corrente che attraverso D_2, percorre l'avvolgimento 2 inducendo sul terziario 3 una tensione a frequenza di sottoportante.

Dopo 64 μs si invertono le condizioni per cui ora la corrente circolerà attraverso D_1 e quindi nell'avvolgimento 1 inducendo anch'essa una tensione ai capi dell'avvolgimento 3. Se il senso degli avvolgimenti 1 e 2 è opposto, è evidente che ai capi del terziario si ottiene per una riga la sottoportante avente fase (*R-Y*) e per la riga successiva la fase spostata di 180° ossia — (*R-Y*). La tensione utile ai capi del terziario è pertanto idonea a demodulare il segnale (*R-Y*) e quindi alimenterà l'omonimo rivelatore sincrono.

Si tratta ora di sfasare di 90° la tensione di riferimento per il demodulatore sincrono (*B-Y*) per cui si interporrà tra il generatore di sottoportante e il rivelatore suddetto, una rete che consenta, tenendo conto di tutti gli sfasamenti dovuti a capacità parassite o a eventuali stadi amplificatori interposti, di ottenere sul demodulatore lo sfasamento richiesto.

Nel caso da noi presentato, l'inversione dell'asse (*R-Y*) è stata ottenuta, come visto, commutando la sottoportante preposta alla demodulazione sincrona, ma il medesimo risultato può essere raggiunto commutando anziché il riferimento, il segnale da demodulare.

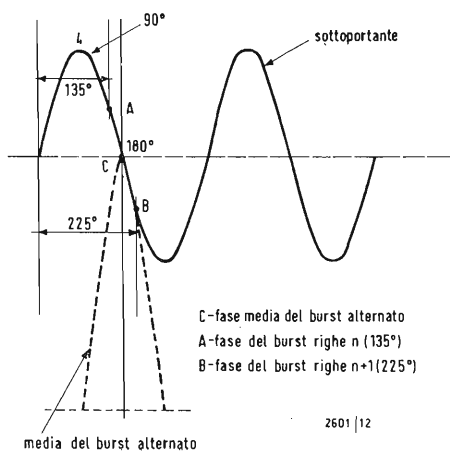



Fig. 8

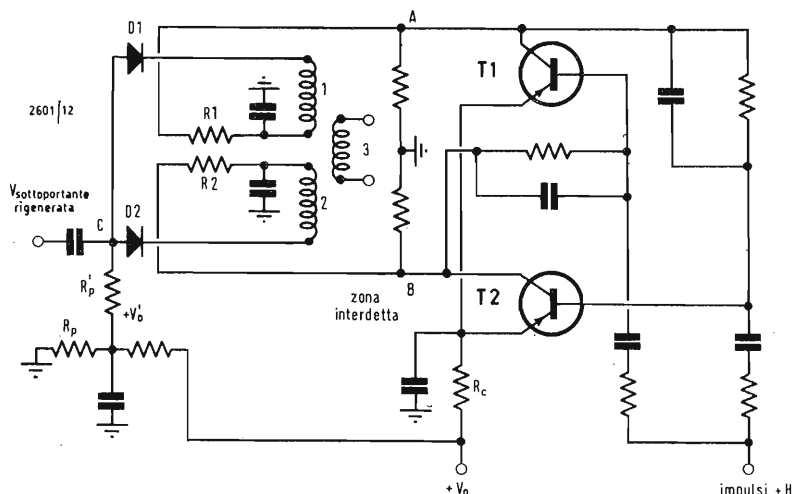



Fig. 9

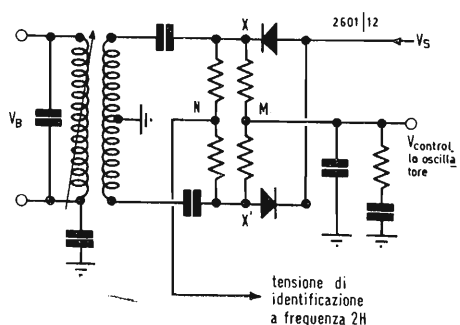



Fig. 10

Poiché quest'ultimo è di ampiezza assai minore della sottoportante, la potenza in gioco nella commutazione risulta inferiore che nel caso da noi presentato per cui molte case costruttrici di ricevitori preferiscono adottare tale soluzione. A sfavore di questa soluzione sta il fatto che nel caso di commutazione del video, la larghezza di banda del circuito preposto alla commutazione stessa deve essere ovviamente maggiore.

Entrambe le soluzioni sono comunque, in linea di principio, valide per cui non ci soffermeremo oltre su questo punto.

11. - FORMAZIONE DEL SEGNALE DI IDENTIFICAZIONE

Il bistabile costituito dai transistori T_1 e T_2 di fig. 9 preposto alla commutazione di $(R\text{-}Y)$ è pilotato dagli impulsi H prelevati dal circuito di deflessione orizzontale del ricevitore.

È però evidente che l'inversione di 180° nella fase della sottoportante deve avvenire in sincrono con l'analoga operazione effettuata in trasmissione. Ora, quando si accende il ricevitore, il commutatore può partire indifferentemente con il transistore T_1 conduttore e T_2 interdetto o viceversa, a prescindere dalla « cadenza » di commutazione, stabilita appunto dagli impulsi H. In tal caso, la fase di $(R\text{-}Y)$ potrebbe non coincidere con quella di trasmissione. È indispensabile quindi che la « fase » di commutazione venga costantemente controllata ed eventualmente corretta se errata. In un primo tempo, il sistema *PAL* prevedeva una serie di impulsi posizionati nella cancellazione verticale, che ad ogni semiquadro « imponevano » al bistabile la corretta fase. Con l'introduzione del burst alternato, tali impulsi sono stati eliminati poiché è possibile sul ponte di fase, dove avviene l'agganciamento del generatore di sottoportante, ricavare un'informazione che ci consente di identificare, a frequenza di riga, la fase del bistabile di commutazione.

Riesaminando il ponte di fase visto nei precedenti articoli, ricordiamo come esso venga alimentato dalla tensione V_s generata dell'oscillatore locale di sottoportante e dal burst, separato dal croma in arrivo (fig. 10). Si è detto anche che nel punto M di unione delle due resistenze si ricava una tensione per il controllo dell'oscillatore il cui segno è funzione dell'angolo di fase tra V_s e V_{Burst}. Inoltre si era posto $V_{Burst} > 2V_s$ per cui la tensione in uscita dal ponte di fase risulta $V \simeq V_s$ sen α.

Il burst alternato determina la conduzione dei diodi per le righe 2n con fase 135° rispetto all'asse $+ (B—Y)$ e con fase 225° per le righe (2n + 1). Ciò provoca, sul ponte di fase tra due righe successive, un « salto » di potenziale che si ripete periodicamente a frequenza di riga. Il periodo della tensione variabile che così si ottiene risulta quindi 2H per cui inviandola in un circuito risonante accordato su detta frequenza, si ricaverà un'onda sinoidale a frequenza 7812,5Hz. Questa tensione è funzione della presenza del burst nel segnale video e la sua fase è determinata dalla sequenza con cui il burst viene commutato in trasmissione. Infatti riferendosi alla fig. 11, se in trasmissione la riga (2n + 1) anziché contenere un burst di fase 225°, lo contenesse di fase 135°, per quella riga il potenziale non sarebbe minore del valore medio tratteggiato in figura, ma maggiore; in altri termini la polarità dell'onda a frequenza H/2 si invertirebbe. Si può quindi dire

che le linee contenenti + (*R*—*Y*) sono discriminabili da quelle — (*R*—*Y*) con la polarità dell'onda di identificazione H/2. Quindi se in un certo istante il bistabile che in ricezione commuta l'asse (*R*—*Y*) sbaglia di 180°, la tensione di identificazione costituisce l'informazione idonea a riportarlo in passo con la commutazione di trasmissione.
Nella fig. 10 notiamo come l'informazione a 2 *H* non venga prelevata nel punto *M* poiché la tensione di controllo per il rigeneratore della sottoportante viene filtrata come rilevato in precedenza. Allo scopo di estrarre la componente alternativa desiderata si pone per esempio un secondo ramo resistivo prelevando il segnale nel punto *N*. In altri termini nei punti *M* e *N* del circuito vi sono ovviamente tensioni eguali, ma mentre una richiede di essere filtrata, la seconda, per l'identificazione del commutatore, no.
Il prelievo della tensione contenente la componente 2 *H* può essere fatto anche nei punti *X* o *X'* di fig. 10. Nel caso da noi riportato vi è minor sensibilità al rumore.
Desideriamo chiarire che la fig. 11 non è « in scala » nel senso che durante il periodo di una riga dovrebbe riportare le 283,5 sinusoidi a frequenza di sottoportante in esso contenute; per rendere più comprensibile il funzionamento, il disegno quindi, riporta solamente alcune sinusoidi. Precisiamo altresì come il burst agisca sulle prime 10 sinusoidi della sottoportante dall'inizio dell'esplorazione di riga, per cui il potenziale stabilito durante la sua azione, viene mantenuto sino alla riga successiva (arrivo del burst seguente) dalla costante di tempo che agisce in unione ai diodi del ponte di fase stesso.

In fig. 12 è riportato un circuito di commutazione completo dell'identificazione al bistabile per mezzo della componente *H*/2 ricavata, come visto dal ponte di fase. Anche in questo caso le soluzioni circuitali sono molteplici, ma poiché lo scopo di questi articoli è di presentare i problemi nelle loro linee generali, non ci soffermiamo oltre su questo punto.

Puntualizziamo quindi il concetto che il commutatore, che provvede in ricezione all'inversione dell'asse (*R*—*Y*), viene « identificato », ossia portato nell'esatta fase di commutazione, in caso di errore, della tensione a frequenza $H\frac{H}{2}2$. Il circuito risonante accordato su tale frequenza, funge anche da filtro consentendo di rendere il sistema meno sensibile al rumore.

12. - INTERDITORE DEL CROMA (KILLER)

È evidente che il segnale di luminanza può contenere delle componenti a frequenza di sottoportante per cui, in presenza di un segnale monocromo, tali componenti seguano oltre al percorso che compete alla luminanza, la via percorsa normalmente dal segnale a colori giungendo ai demodulatori che, provvedono a rivelarle in modo caotico. Allorché la trasmissione avviene in B.N., non vi è presenza di burst nel segnale video, e la sottoportante pur non agganciata da esso, giunge ai demodulatori rivelando le eventuali componenti a frequenza di sottoportante contenute nel segnale monocromo.

Ciò si identifica con striature colorate irregolari sull'immagine che al contrario deve risultare in *B.N.* Onde evitare il fastidioso inconveniente, si fa in modo che, in presenza di un segnale monocromatico, ossia privo di burst, il canale dove transita il segnale di croma (nel caso ovviamente di trasmissione a colori) venga interdetto. I sistemi per attuare tale condizione, sono vari, ma sfruttano tutti la presenza o meno del sincronismo di colore nel segnale video.

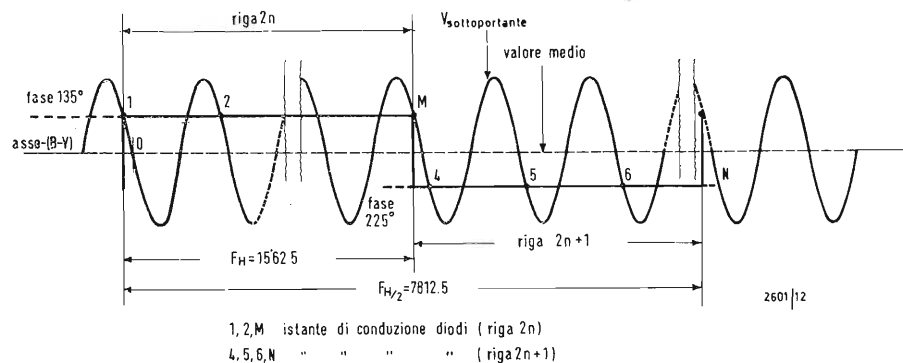



Fig. 11

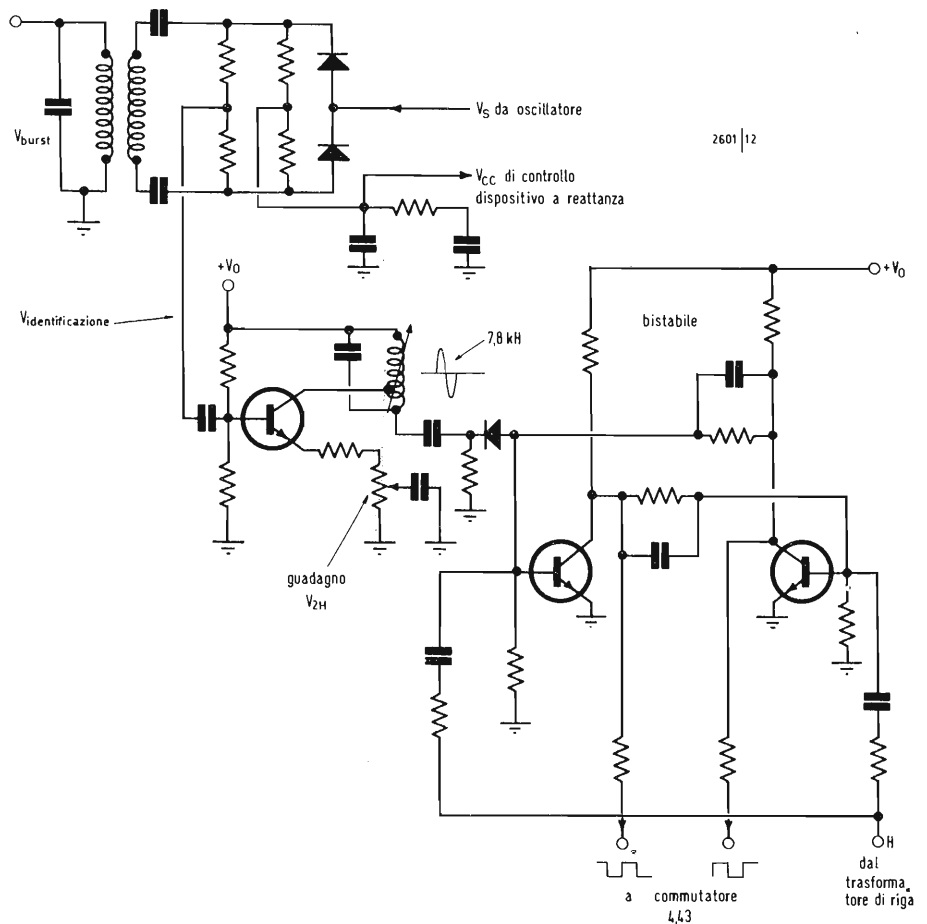



Fig. 12

Abbiamo visto ad esempio che la tensione di identificazione del bistabile di commutazione è presente solamente se sul ponte di fase vi è il burst oltre necessariamente alla sottoportante rigenerata. La tensione a frequenza $H/2$ quindi è idonea a funzionare come tensione pilota del « killer » consentendo con la sua presenza il corretto funzionamento dell'amplificatore di crominanza.
Un altro sistema per ricavare la tensione di comando al « killer », è di rettificare il « burst » e con essa interdire o meno l'amplificatore di croma.
Nel prossimo articolo presenteremo un completo circuito di decodificazione e in tale sede ritorneremo più diffusamente ad esaminare sia l'identificazione della commutazione dell'asse $(R—Y)$, sia l'azione del soppressore di colore.

(continua)

Il programma di conferenze dell'EIPC

L'EIPC (European Institute of Printed Circuits) è un'associazione di industrie interessate ai circuiti stampati. Il programma EIPC prevede cinque convegni sulla tecnologia dei circuiti stampati, che si sono tenuti e si terranno a Zurigo secondo il seguente calendario:

1. Progetto dei circuiti e preparazione dei lavori: 29 e 30 ottobre 1969
2. Materiali base per circuiti stampati: 15 e 16 dicembre 1969
3. Fabbricazione dei circuiti stampati: febbraio 1970
4. Strati multipli: aprile 1970
5. Circuiti flessibili: giugno 1970

Stabilizzatore di tensione alternata Tes SA 268

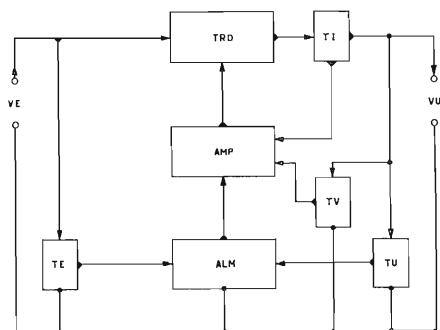



Fig. A - Schema a blocchi.
La tensione d'entrata *VE* viene applicata al trasduttore *TRD* ed al trasformatore *TE* di alimentazione dell'alimentatore *ALM*. Anche il trasformatore *TU* alimenta l'alimentatore *ALM*.
L'alimentatore *ALM* fornisce all'amplificatore *AMP* le occorrenti alimentazioni a c.c. a tensione stabilizzata.
L'amplificatore *AMP* viene governato dai segnali provenienti dal televisore collegato in derivazione all'uscita *VU* nonché da *TI* posto in serie a *VU*.
L'uscita dell'amplificatore *AMP* agisce sul trasduttore *TRD* onde ottenere che quest'ultimo contrasti sia le fluttuazioni di *VE*, quando le variazioni del carico applicato a *VU*.

L'apparecchio è del tipo a regolazione magnetica con comando elettronico ed è realizzato interamente con componenti dello stato solido. Un trasduttore a reattanza variabile per saturazione magnetica, trovasi interposto fra l'ingresso e l'uscita in modo da costituire l'organo principale ed essenziale dal quale dipende la regolazione dello stabilizzatore. Un amplificatore pilota del trasduttore, agisce in maniera che quest'ultimo sia costantemente in condizione di poter contrastare efficacemente e con massima rapidità le fluttuazioni della tensione c.a. di entrata e del carico di uscita. L'amplificatore di cui sopra, riceve ai suoi due ingressi due distinte componenti di governo del medesimo; una che risulta proporzionale al valore medio delle alternanze della tensione d'uscita, posta a confronto con una tensione c.c. di alta stabilità, l'altra che agisce in relazione alla intensità della corrente erogata sul carico. Conseguentemente si ottiene che in tutto il previsto ampio campo di regolazione, l'amplificatore fornisce al trasduttore l'appropriato valore della corrente di saturazione che praticamente mantiene costante la tensione di uscita c.a. in qualsiasi condizione di erogazione da vuoto a pieno carico.
I circuiti elettronici, tutti a transistori, sono stati espressamente progettati e sperimentati per soddisfare ampie e severe esigenze di carattere tecnico. L'alimentazione dei circuiti elettronici viene ricavata in modo che è da escludersi si verifichino nell'uscita c.a. autooscillazioni caratterizzate da moto pendolare del complesso.
Di costruzione molto compatta e robusta, può sottostare, senza intermittenza, a lunghi periodi di esercizio anche nelle condizioni meno favorevoli senza richiedere alcuna manutenzione.
L'alto coefficiente di stabilizzazione, la bassa distorsione ed il rapido tempo d'intervento conferiscono a questo stabilizzatore le doti di grande versatilità d'impiego.
Nel circuito di uscita trovasi inserito un disgiuntore automatico da 5 A che si apre in caso di cortocircuito oppure di sovraccarico.

Caratteristiche tecniche

Tensione nominale ingresso 220 V 50 Hz
Tensione d'uscita 220 V 50 Hz con possibilità di regolazione ± 10 V
Potenza resa 1 kVA
Campo di regolazione V ingresso da 160 a 225 V
Stabilizzazione V uscita costante entro ± 0,25% per tutto il campo di regolazione e per variazione totale del carico
Distorsione globale mass. 3%
Tempo d'intervento mass. 150 ms
Rendimento circa 80% a pieno carico
Semiconduttori impiegati complessivamente n. 22
Dimensioni rack standard 19" 4 U × 420 mm
Peso kg 45 circa.

1. - DESCRIZIONE CIRCUITO

Lo schema generale è stato suddiviso nei tre schemi delle fig. 1, 2 e 3 per consentire una rapida comprensione del funzionamento elettrico nonché per presentare i circuiti nella disposizione adottata dal lato costruttivo.
La fig. 1 comprende l'insieme della regolazione automatica e le due alimentazioni di tutto il complesso, oltre ad alcuni componenti accessori. La fig. 3 presenta nel rettangolo tratteggiato, fra i terminali *A* ed *E*, i circuiti mediante i quali viene pilotato il transistore di potenza, che funziona come stabilizzatore e filtro a 16 V c.c. della corrente erogata dall'al. *A*. Al terminale *F* trovasi l'uscita dello stadio emitter-follower, che pilota il transistore di potenza che governa il trasduttore TDR. Al terminale *P* trovasi l'uscita dello stadio emitter-follower che congiunge il I con il II ampl. La fig. 2 porta lo schema dei due amplificatori alimentati ai terminali *A*, *D* ed *E*. Ai terminali *V*, *W* e *Z* viene a trovarsi la f.e.m. rettificata a 100 Hz fornita dall'al. *B*, l'ampiezza della quale viene stabilita dal *P*4 di regolazione situato sul pannello frontale.
Alla morsettiera d'ingresso e d'uscita, rispettivamente ai morsetti *VE* e *VU* si applica la tensione di rete a 220 V nominali ed il carico a 220 V regolabili ± 5% di tensione stabilizzata. Il primario dell'autotrasformatore AUT è collegato in serie al trasduttore TDR ed in derivazione rispettivamente a questi due componenti si trovano un filtro di III ed uno di V armonica aventi ambedue un alto fattore di *Q*. Pertanto, quando l'interruttore bipolare INT risulta chiuso e sulla suddetta serie agisce una f.e.m. c.a. compresa nei limiti di regolazione, nel ramo centrale del trasduttore TDR il prodotto *NI* (amperespire) deve essere costantemente appropriato per fornire la tensione di uscita stabilizzata ai morsetti *VU* per qualsiasi carico da 0 a 1 kW applicato ai medesimi. Il disgiuntore termico da 5 A *DG* protegge il circuito d'uscita suddetto dai sovraccarichi e per mezzo del suo pulsante viene ristabilita la con-

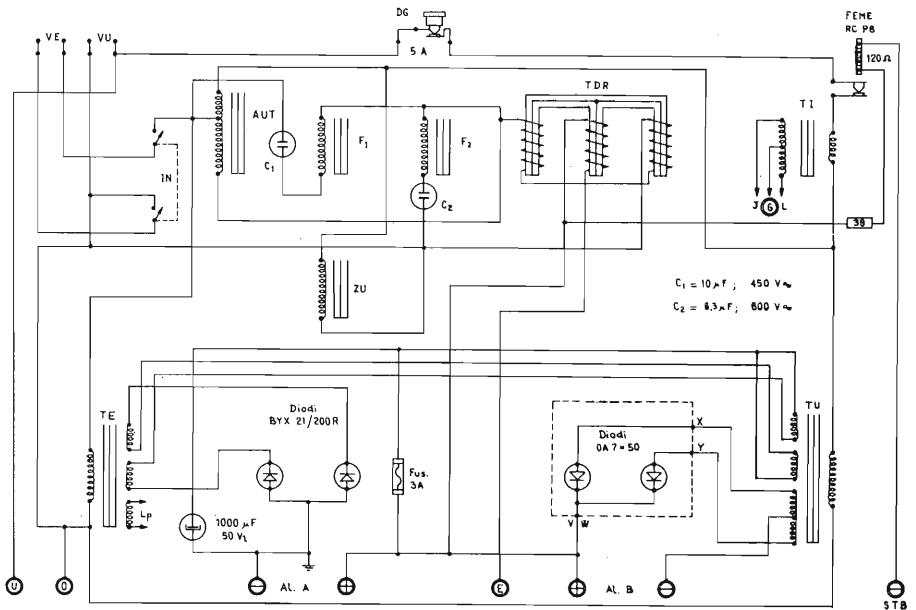



Fig. 1 - Schema elettrico.

tinuità del medesimo. I due trasformatori *TE* e *TU* provvedono all'alimentazione dell'al. *A* con i due secondari di ciascuno posti in serie fra di loro, cosicché circa metà dell'energia fornita proviene da *TE* e la rimanente da *TU*. Questa disposizione presenta innanzi tutto la prerogativa di impedire al complesso autooscillazioni caratterizzate da moto pendolare e consente il pronto avvio a regime di tutti i circuiti. Inoltre, il circuito di stabilizzazione a c.c. risente solo per metà delle fluttuazioni della tensione di rete e quindi la propria dissipazione non presenta quei problemi di dimensionamento e raffreddamento che si incontrano nel progetto degli alimentatori di potenza stabilizzati. L'al. *A*, protetto da un fusibile da 3 A, tramite i due diodi a bottone BYX21/200R, fornisce al già accennato stadio di stabilizzazione a 16 V c.c. la maggior parte della corrente necessaria all'alimentazione del complesso. Per

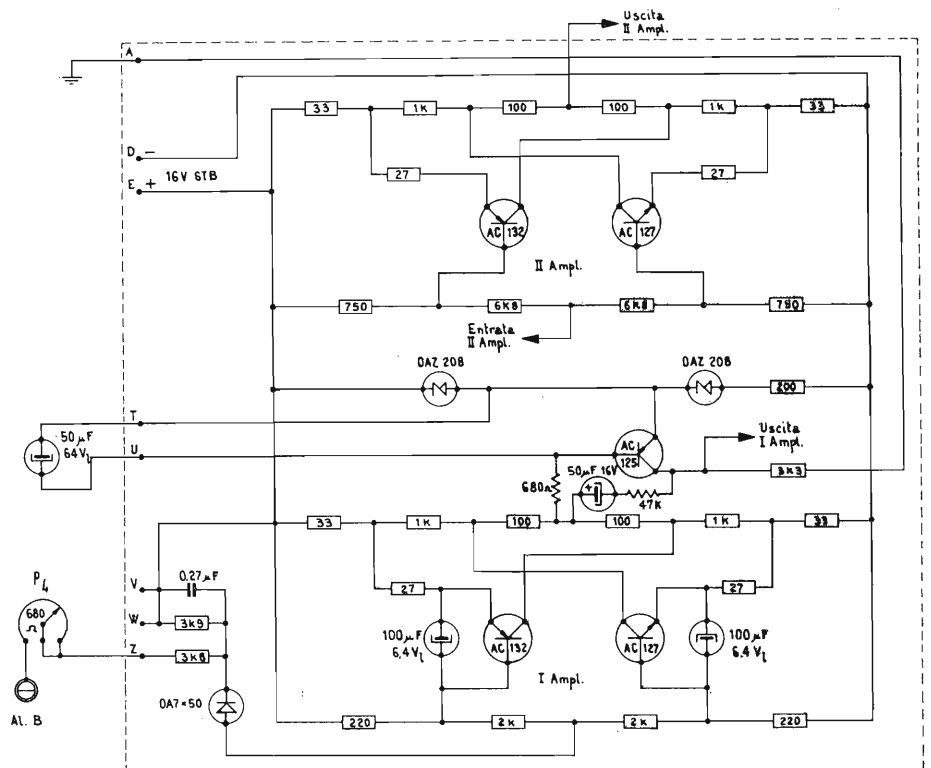



Fig. 2 - Schema elettrico.

l'alimentazione di alcuni transistori la corrente a tensione variabile viene anch'essa fornita dall'al. *A*, ma direttamente, ossia senza il passaggio attraverso il circuito di stabilizzazione. L'al. *B* provvede a fornire una f.e.m. rettificata a 100 Hz che, applicata all'ingresso del I ampl., costituisce la variabile dalla quale dipende il governo dell'amplificatore. In caso di cortocircuiti interni accidentali ed altre cause per le quali venga a mancare la tensione a c.c. stabilizzata a 16 V, un relè interrompe il circuito di uscita di VU ossia di alimentazione al carico c.a. di uscita.

Questa figura presenta entro il perimetro del rettangolo tratteggiato e precisamente fra i terminali *A* ed *E* i circuiti mediante i quali si forma il segnale c.c. di governo del transistore di potenza 2N3611 che funziona da stabilizzatore e filtro a c.c. a 16 V. Al terminale *P* trovasi l'uscita dello stadio emitter-follower di congiunzione fra il I ed il II ampl. Questo stadio, al cui ingresso giunge un segnale praticamente esente da componenti alternative, che il filtro passa-banda che lo precede sopprime a $\simeq$ 80 dB a $f \simeq 100$ Hz, provvede a trasferire all'entrata del II ampl. il segnale del I mescolato con la componente variabile, che viene prodotta con il fluire della corrente erogata sul carico applicato ai morsetti di uscita *VU*.

Questo avviene mediante il gruppo di rettificazione alimentato dal trasformatore *TI* di fig. 1, dal quale si giunge ai due diodi OA7x50 ancorati ai terminali *J* ed *L* della scheda. Caricano questo rettificatore i due regolatori potenziometrici semifissi P_1 e P_2 assieme al condensatore da 1000 μF collegato in derivazione agli estremi dei medesimi.

Una resistenza da 680 Ω con in serie una porzione del regolatore potenziometrico P_3 formano la resistenza di carico dell'emitter-follower sopracitato. Seguendo lo schema, si vede come al segnale di uscita presente a valle della resistenza di carico suddetta viene aggiunta una porzione di quello presente ai capi di P_1, cosicché si comprende agevolmente che, mentre P_3 serve a portare esattamente a 220 V c.a. la tensione di uscita su *VU*, P_1 permette di correggere gli spostamenti verificabili a medio e pieno carico. P_2 agisce sulla base di un transistore, che pilota un relè la cui funzione è quella di inserire sull'uscita c.a. di *VU* una resistenza di zavorra allorché il carico esterno risulta inferiore a 200 W. Effettivamente con l'inserzione del relè, che presenta la propria $Ri \simeq 2$ kΩ, trovandosi il medesimo in derivazione alla sopracitata resistenza di carico dell'emitter-follower, la medesima ne risulta ridotta del 20%, ma ciò in pratica non produce inconvenienti apprezzabili nel comportamento sia dello stadio, sia di tutto il complesso degli amplificatori. Al terminale *F* fa capo l'uscita di un altro stadio emitter-follower che, ricavando il segnale d'ingresso dall'uscita del II ampl., pilota il transistore di potenza 2N3611, che governa il trasduttore *TDR*.

In figura 2 è dato lo schema dei due amplificatori c.c. denominati I e II. Detti amplificatori sono stati studiati e sperimentati per soddisfare due necessarie esigenze di carattere tecnico, quali sono la stabilità termica e la costanza del guadagno. Il ponte che contiene due transistori complementari costituenti il II ampl. non differisce dall'altro ponte costituente il 1° stadio del I ampl. salvo che per i diversi valori delle resistenze impiegate nel lato ingresso, nonché per le due capacità di filtraggio presenti soltanto nel I ampl. Il II stadio del I ampl. impiega un transistore stabilizzato da due diodi Zener, il punto di lavoro dei quali è stato accuratamente scelto alquanto al di sotto delle loro caratteristiche di cross-over termico. Con questo accorgimento si è potuto realizzare uno stadio ad alto guadagno, ($\simeq$ 40 dB ed oltre quando la tensione fra *E* ed *A* è elevata), avente perfetta stabilità di funzionamento congiunta a buone caratteristiche termiche. Dall'al. *B* si ricava la tensione rettificata a 100 Hz, che viene applicata ai terminali *E*, *V*, *W* e *Z* ed aggiustata dal regolatore potenziometrico *P4* posto sul pannello frontale. Al centro del ponte d'ingresso del I ampl., nell'ipotesi mancasse la c.a. di pilotaggio che naturalmente non si verifica mai durante il funzionamento, per il fluire della c.c. soltanto si avrebbe $\simeq$ —8 V rispetto ai punti equipotenziali *E*, *V* e *W*. Però, dato che al suddetto centro è collegato un diodo verso il partitore in derivazione all'al. *B*, nel medesimo punto con il fluire della c.a. si aggiunge ai —8 V di cui sopra un segnale a 100 Hz rettificato di polarità negativa che sommandosi a quello di c.c. di $\simeq$ —8 V già menzionato, in definitiva sposta verso il negativo *D* il valore medio delle tensioni di base dei due transistori complementari. Conseguentemente, al centro del ponte d'uscita del I stadio, il potenziale medio sale verso il positivo ancorando la base del II stadio al proprio valore di tensione di soglia, con un effettivo guadagno $\simeq$ 10 dB. Fra la base ed il collettore del transistore del II stadio trovasi una capacità da 50 μF. Poiché il tempo d'intervento del complesso dipende essenzialmente dal valore della capacità di cui sopra, si è scelto il valore di 50 μF per due precisi motivi: il primo è che con questo valore, anche se la componente c.a. presente sulla base può ritenersi ancora rilevante, lo stadio non entra in saturazione; il secondo è che il ricorso al filtro passa-banda posto all'ingresso dello stadio seguente, come si è già spiegato in precedenza, risponde pienamente all'esigenza di eliminare la componente c.a. negli stadi successivi. Pertanto con gli accorgimenti, ai quali si è fatto cenno, si può ritenere che le esigenze relative al tempo d'intervento hanno portato ad

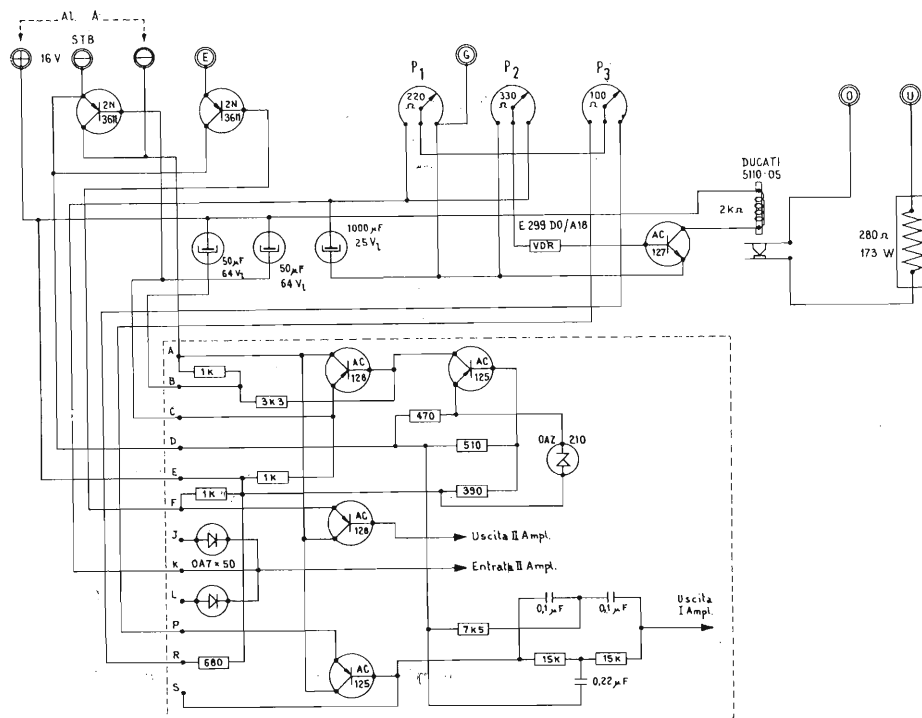



Fig. 3 - Schema elettrico.

un compromesso, che in pratica si è dimostrato accettabile. Per supplire all'occorrenza che il guadagno totale dei due amplificatori riuniti aumenti con il crescere della tensione di rete presente ai morsetti *VI*, alcuni transistori vengono alimentati direttamente al negativo anziché attraverso il circuito di stabilizzazione. Conseguentemente, con l'aumentare della tensione di alimentazione sale il guadagno complessivo ed in particolare quello del II stadio del I ampl.

1.1. - Riassunto

Da quanto esposto in precedenza, risulta che l'autocontrollo dell'apparato dipende essenzialmente dalla sensibilità dell'amplificatore a c.c. di utilizzare convenientemente le sia pur minime variazioni di potenziale verificabili sul circuito di uscita c.a. di *VU*. Però, tenuto conto che il transistore pilota di *TDR*, deve fornire $\simeq 9 \div 10$ V agli estremi dell'avvolgimento di saturazione, si comprende subito come anche con i $\simeq 60$ dB di guadagno totale dell'amplificatore, con il solo segnale d'ingresso, l'amplificatore stesso da solo non potrebbe assolutamente regolare entro i richiesti limiti dello $0,1 \div 0,2\%$ max. della tensione *VU* d'uscita. Ciò risulta evidente se si considera che ad esempio $\pm 0,1\%$ su 220 V corrispondono a $\Delta V \simeq 0,44$ V, valore che, a sua volta, si riduce di oltre 40 dB prima di arrivare all'ingresso dell'amplificatore a $\simeq 3$ mV. A questa insufficienza provvede l'altro segnale di governo, che ha origine nel trasformatore *TI*. Con l'ausilio di quest'ultimo segnale l'amplificatore in pratica lavora come se dovesse governare il trasduttore *TDR* funzionante su carico fisso ed in queste condizioni, richiedendosi $-12 \div 15$ dB in meno di guadagno, risponde alle esigenze richieste sotto questo aspetto.

Servizi a tutto il mondo di laboratori inglesi di sviluppo pellicole

A Denhan, Inghilterra del Sud, nei laboratori di sviluppo delle pellicole cinematografiche di una casa di produzione britannica, un tecnico ripassa il nastro di controllo del computer che alimenta una stampatrice additiva del colore che impiega un filtro per la selezione dicroica nell'immagine per fissare la correzione di colore sulle copie del film.

Il nastro pre-perforato permette di effettuare fino a 50 cambiamenti automatici di luce in ciascun canale colore.

L'esperienza che tale ditta ha nello sviluppo di pellicole è riconosciuta dai produttori cinematografici di 42 paesi i quali trasmettono ogni settimana 1219 km di pellicola ai laboratori di questa ditta. Durante lo scorso anno sono stati sviluppati e preparati in copie 35.000 miglia di pellicola per conto di clienti di Hong Kong, Hollywood e brasiliani, mentre la maggior parte degli spettacoli televisivi a colori, di produzione britannica, sono stati sviluppati per essere esportati in più di 80 paesi.

Convegno Internazionale sui circuiti stampati

« Materiali di base e Circuiti stampati » era l'argomento del secondo Convegno tecnico organizzato dall'EIPC (« European Institute of Printed Circuits ») associazione dell'industria europea dei circuiti stampati, svoltosi all'Hotel Meierhof, Horgen/Zurich, nei giorni 15 e 16 dicembre '69.
L'interesse per il simposio è stato grande e il numero dei partecipanti superiore al previsto. Esperti di molti paesi d'Europa hanno animato il convegno, dove essi hanno trattato l'argomento dei materiali fondamentali per circuiti stampati.
Il circuito stampato è ben familiare. I laminati sui quali vengono « stampati » i fili di rame, le loro caratteristiche, i metodi di fabbricazione, rappresentano una tecnica di alta specializzazione, che abbraccia la chimica, la fisica, la meccanica e l'ingegneria elettronica.
Dopo aver considerato e discusso i materiali di base più comuni, unitamente ai loro perfezionamenti, sono stati presentati due nuovi processi di fabbricazione di circuiti stampati.
Il convegno è stato puramente tecnico; l'Associazione ha dedicato particolare attenzione ad evitare qualsiasi forma di pubblicità o di promozione di vendite durante le sedute.
La mostra tenuta contemporaneamente al convegno è stata di particolare interesse.
Il prossimo convegno dell'EIPC tratterà la fabbricazione dei circuiti stampati e si svolgerà al Meierhof Hotel, Horgen/Zurich il 10 febbraio 1970. Il 4° convegno avrà come argomento gli strati multipli e si terrà nell'aprile 1970. Infine il 5° convegno avrà luogo nel giugno 1970 e tratterà i circuiti flessibili. *(a.n.)*

Fondata a Bari la "Philips Sud"

Il 10 dicembre è stata fondata in Bari la « Philips Sud » S.p.A. il cui oggetto è la produzione ed il commercio di apparecchiature elettriche.
Il capitale sociale iniziale è di 10 milioni di lire, quanto prima però esso verrà aumentato fino a 500 milioni mediante il conferimento di alcuni impianti industriali che hanno sede nell'area del consorzio industriale di Bari.
L'iniziativa della Philips si armonizza con il piano di sviluppo del Mezzogiorno d'Italia e vuol essere una risposta concreta alle istanze economiche e sociali delle popolazioni meridionali.
Il consiglio di amministrazione risulta così composto: Comm. Gerrit Hanneman, Presidente; Cav. Gr. Cr. Giovanni Curti, Prof. Enrico Zanelli, Consiglieri. Collegio Sindacale: Dr. Piero Smiderle, Presidente; Avv. Francesco Rezza, Prof. Claudio Lenoci, Sindaci effettivi; Dr. Enrico Gianzini, Avv. Attilio Orlando, Sindaci supplenti. *(a.n.)*

Errata corrige

Antenna n. 12, 1969, pag. 508, seconda colonna, settima riga dal fondo, articolo di Antonio Pucci.

$$\frac{B_1}{B_2} = \frac{b_1}{(b_1 + b_2)\sqrt{h} - b_1}$$

$$\text{dove } h = \frac{(B_1 + B_2)}{(b_1 + b_2)},$$

B_1 e B_2 sono le nuove suscettanze di partizione.

Novità giapponesi nel campo dell'elettronica

Promossa dal Japan Trade Center di Milano, avrà luogo dall'11 al 18 marzo, nelle sale di esposizione permanente di via S. Paolo 7, la 1ª Mostra delle apparecchiature elettroniche e audiovisive giapponesi: Japan Electronics Show.
L'avvenimento non può mancare di suscitare un vivo interesse per l'ampiezza della documentazione sui progressi realizzati dal Giappone, sia per le altissime doti di perfezione notoriamente raggiunte dalla tecnica elettronica e per le prospettive che questa apre di giorno in giorno in tutti gli aspetti della vita contemporanea.

Il « Dizionario d'Ingegneria » edito dall'Unione Tipografico - Editrice Torinese

Abbiamo ricevuto i primi due volumi di questa grandiosa opera. Il 1° volume apparve il 30 ottobre '68 e il 2° volume il 31 ottobre '69.
Si tratta della 2ª edizione di un'opera fondata dal compianto Prof. Eligio Perrucca, l'indimenticabile docente di Fisica, di cui ha lasciato un trattato che sarà sempre fondamentale per lo studio della medesima.
Questa 2ª edizione segue a 17 anni di distanza la 1ª edizione, è facile quindi comprendere quale poderoso lavoro debbano aver compiuto gli Autori, il Redattore e in genere tutti i collaboratori, per aggiornare un'opera riguardante l'Ingegneria in genere, che si è sviluppata negli ultimi decenni con un ritmo frenetico, neanche lontanamente concepibile negli anni '40 pur non tanto lontani.
Diciamo dunque che l'opera diretta dal Prof. Ing. Federico Filippi è praticamente nuova, più che rinnovata. Tuttavia essa è ispirata alla « formula » primitiva dettata dal Prof. E. Perrucca: « Non enciclopedia, non trattato, non manuale, ma « dizionario » nel quale cercare una precisazione ed una illustrazione dei concetti e dei termini usati nella tecnica. ...Di ogni cosa dire su che principio fisico si basa, come funziona, a cosa serve ».
Questi elementi cardinali sono abbastanza eloquenti per illustrare il carattere del « dizionario »; rimane solo da dire se lo scopo è stato raggiunto: a giudicare dai primi due volumi finora editi, chi usa ancora il cappello, non può fare a meno di toglierselo ed esclamare « Bravi! » per la completezza e la chiarezza del testo (v. ad es. la voce « boom, bang degli aerei supersonici). Le confessate insoddisfazioni del Direttore alla fine della prefazione alla 2ª edizione, ci sembrano suggerite più da inassopito spirito di superautocritica, che dalla realtà delle cose.
(a.n.)

dott. ing. A. Nicolich

Il centro RAI - TV del Monte Faito

Domenica 25 gennaio 1970 la RAI-TV ha invitato i rappresentanti della stampa tecnica di TV a visitare il Centro di Monte Faito (Napoli). La visita è avvenuta sotto la guida del dott. Francesco Maggiore e si è svolta in una atmosfera di massima cordialità.

Non è qui il luogo di illustrare, schemi alla mano, le complesse apparecchiature installate nel Centro; qui si vuole solo far conoscere all'uomo della strada che cosa la RAI-TV abbia costruito sul Monte Faito (1220 m sul l.m.; sorge su un acrocoro fra la penisola sorrentina e l'appennino a 2° 02' 44" a est del meridiano di Roma; a 40° 39' 27" di latitudine nord).

Questo nome è noto ai telespettatori fin dal 1953, anno in cui cominciò a funzionare l'emittente TV presso Napoli.

Oggi, intorno al vecchio nucleo, si è sviluppato un complesso di impianti ultramoderni con possibilità di azioni a distanza che hanno del miracoloso e che il profano accetta senza discussioni e senza neppure meravigliarsi, abituato come è ai miracoli della tecnica, dei quali diventa sempre più esigente.

Al turista che arriva in pullman, il Centro di Monte Faito si presenta come in fig. 1: a sinistra spicca la torre antenne TV, a destra quella per la MF; in centro l'edificio ponti radio con le antenne a parabola, a tromba, a elica, ecc. utilizzate per i collegamenti direttivi.

Fig. 1 - Centro trasmittente TV-MF di Monte Faito.

All'interno, vasti ambienti, espressioni del modernismo, accolgono gli armadi trasmittenti di TV e di radiofonia MF, nonché tutti gli apparati di controllo e di messa in funzione. La fig. 2 mostra il locale di controllo generale: a sinistra, il banco di controllo dei trasmettitori e dei ponti radio; a destra, i pannelli di telecomando dei Centri di Rocca Priora, Monte Favone, Monte Lattani. Monte Vergine; al centro, gli armadi delle apparecchiature ausiliarie e dei generatori dei segnali locali.

La fig. 3 rappresenta i pannelli di telecontrollo dei Centri di collegamento elencati per la fig. 2. I pannelli riproducono lo schema elettrico dell'impianto, i comandi sono analogici, per cui l'operatore ha l'immediata visione dell'impianto stesso e può intervenire tempestivamente e con la massima precisione in caso di avarie. Segnalazioni luminose ed acustiche danno notizia di tutti i cambiamenti intervenuti automaticamente e degli eventuali guasti. La fig. 4 rappresenta in particolare il banco di controllo delle apparecchiature del Centro. Da qui è possibile mettere in funzione, arrestare e controllare i trasmettitori circolari TV e MF, i ponti radio e in genere le apparecchiature elettroniche del Centro. Si possono tenere contem-

Fig. 2 - Locale controllo generale.

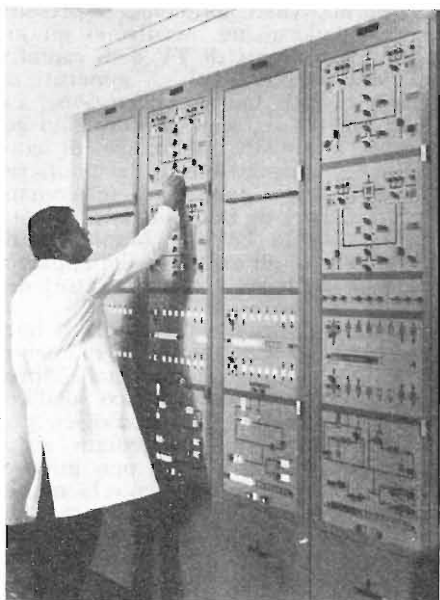



Fig. 3 - Pannelli di telecontrollo dei Centri di collegamento di Rocca Priora e di Monte Lattani e dei Centri trasmittenti di Monte Favone e di Monte Vergine.

poraneamente sotto controllo undici segnali video, tre segnali audio e, su due monitori commutabili (in basso) si osservano dettagliatamente in video e in oscillogrammi segnali prelevati in 100 punti diversi della complessa rete di commutazione del Centro. Si possono anche commutare le modulazioni generate localmente o in transito su 22 canali video e sui 27 canali audio, che fanno capo al Centro. Il tecnico di turno dispone di un centralino telefonico semiautomatico, che gli consente di mettersi in comunicazione contemporaneamente con Napoli, Roma, Sorrento o con un altro punto qualunque della rete di collegamento RAI.

L'importanza del Centro di Monte Faito appare dalla fig. 5, che rappresenta lo schema di alimentazione dei ripetitori TV serviti dal Centro; da Cassino a Potenza, da Capri a Ischia fino a Scanno abruzzese, il 1° e il 2° programma TV vengono distribuiti dal Monte Faito, che diffonde anche la radioaudizione circolare con 3 trasmettitori MF a O.U.C. più uno di riserva.

Monte Faito è un centro di collegamento della grande arteria in ponte radio Milano-Roma-Palermo ed è sede di uno dei terminali del sistema automatico di controllo delle reti TV. Lo schema dei collegamenti facenti capo al Centro di Monte Faito è riportato in fig. 6.

Ora che abbiamo accennato alle caratteristiche logistiche e funzionali del Centro, vogliamo mettere l'accento su qualche caratteristica tecnica, precisamente la « conduzione automatica » e il « sistema monitorio generale ».

Per ambientare il profano, diciamo che la « conduzione automatica » è un sistema che permette di eliminare il personale dalle stazioni vicine e di tenerle d'occhio mediante telesegnali, che avvertono immediatamente se è intervenuto un guasto, al quale si può rimediare o automaticamente, o mediante telecomandi dal Monte Faito, o infine inviando una squadra di riparatori in loco.

La conduzione automatica dei Centri di collegamento in ponte radio e trasmittenti di diffusione televisiva e radiofonica a MF è resa possibile dalla adozione di un sistema di controllo sequenziale del tipo usato nella tecnica aerospaziale per verificare che tutti i « punti chiave » siano in ordine.

Fa parte della conduzione automatica dei centri di collegamento un controllo sequenziale, che permette di informarsi sulla condizione dei punti o componenti dell'intero impianto (potenza trasmessa dall'antenna, tensioni di alimentazione, o semplicemente la posizione di un commutatore o di un relé, ecc.), mediante esplorazione periodica operata da un generatore di segnali, che ritrasmette poi l'informazione alla stazione principale. Le stazioni telesorvegliate sono provviste di automatismi correttori di eventuali avarie prevedibili.

L'automatismo logico per eccellenza è quello che provvede a sostituire un organo difettoso con quello di riserva (disposto in stand by), come il caso tipico della doppia rete di alimentazione: in caso di mancanza della tensione di rete stradale, entra automaticamente in funzione il gruppo elettrogeno con batterie tampone per evita-

Fig. 4 - Banco di controllo delle apparecchiature del Centro.

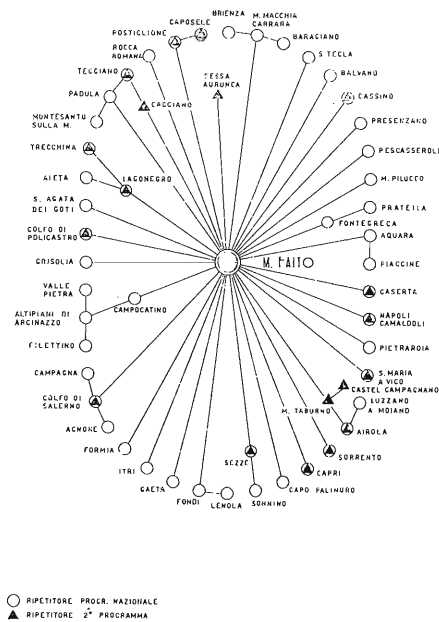



Fig. 5 - Alimentazione ripetitori TV.

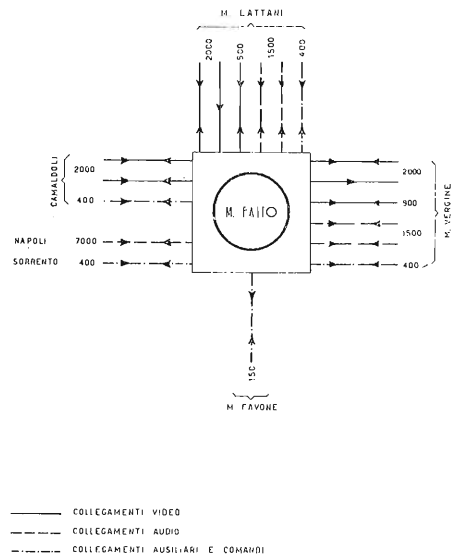



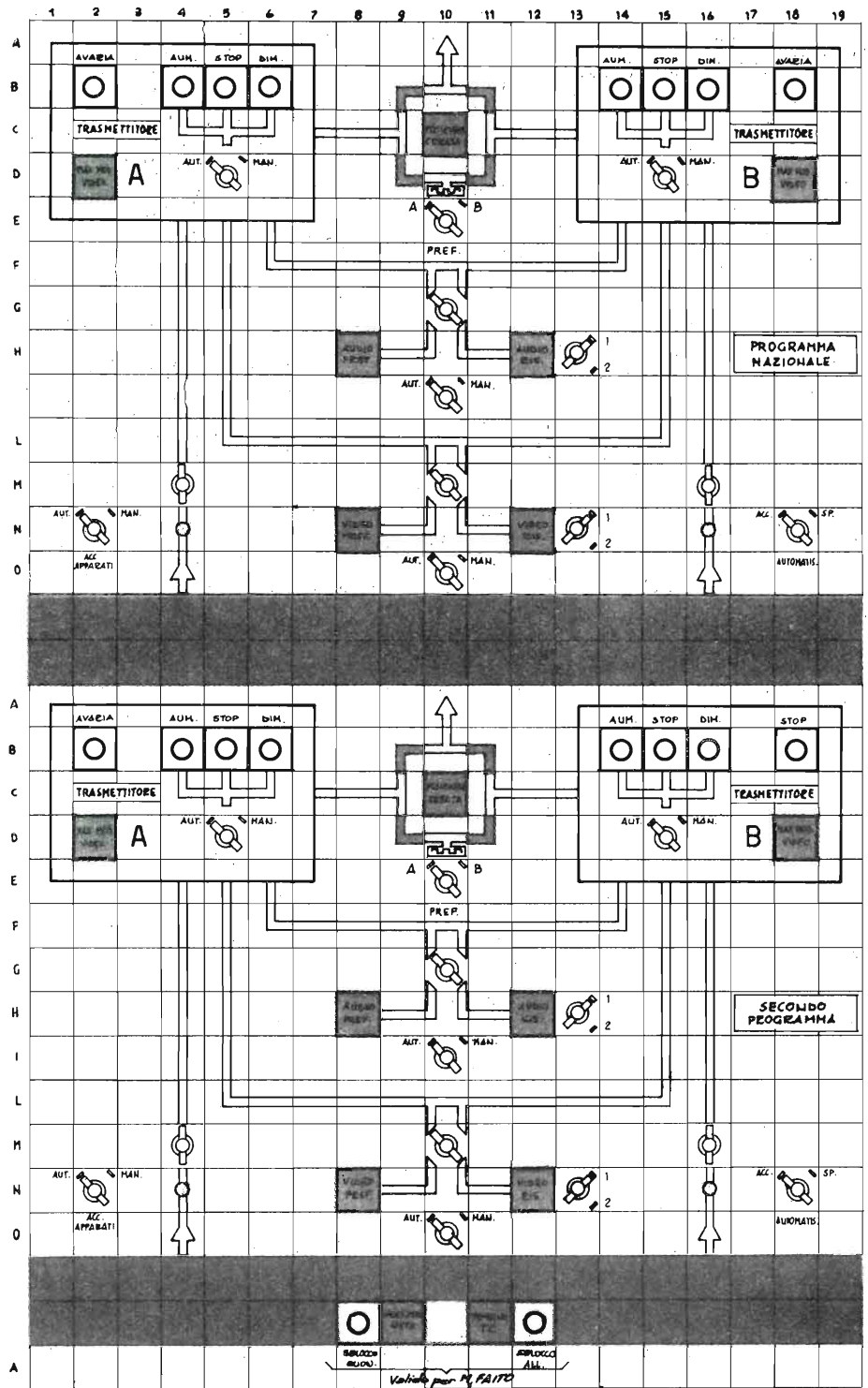
Fig. 6 - Schema collegamenti.

re il sia pur brevissimo disservizio tra la cessazione dell'alimentazione normale e il funzionamento a regime del generatore locale. Altro esempio caratteristico di sostituzione di un gruppo difettoso, si ha quando mancando la potenza di uscita di un ponte radio, subentra automaticamente il fascio di riserva. E' chiaro che ogni variazione automatica di funzionamento debba essere automaticamente segnalata al Centro principale, affinché il personale tecnico possa provvedere alla riparazione.

Va da sé che fra le funzioni che si tengono sotto controllo ci deve essere lo stesso sistema logico del centro telesorvegliato: se si verifica un guasto nel sistema logico, viene meno il rimedio automatico degli inconvenienti e bisogna provvedere manualmente; in altri termini, se si ammala il medico robot, occorre un medico di tipo convenzionale. La squadra di sorveglianza deve intervenire dopo che i quadri sinottici hanno segnalato la presenza di un inconveniente, che talvolta può essere eliminato con operazioni telecomandate.

La sala di controllo del Centro RAI-TV di Monte Faito contiene 11 monitori normali, 2 monitori supervisori e 1 monitore per il controllo del ripetitore di Salerno. Con questi monitori si vedono le immagini provenienti da tutti i ponti radio e che transitano attraverso il Centro; inoltre, i 2 supervisori indicano anche le forme d'onda oscillografiche dei segnali video; così l'esame a vista è veramente completo. Ma l'esame a vista non è pienamente soddisfacente; allora interviene il « sistema monitorio generale » che costituisce la 2ª caratteristica del Centro di Monte Faito accennata più sopra. Si tratta di un sistema studiato e messo in opera dalla RAI-TV e che, per la novità delle soluzioni escogitate è altamente apprezzato all'estero. Il sistema, inteso a controllare la qualità delle immagini trasmesse e quindi il corretto funzionamento degli impianti, consiste in questo: si misura la costanza, o la variazione di certe caratteristiche critiche di ogni apparato, analizzando le distorsioni di segnali speciali di prova inseriti nella cancellazione verticale del segnale video composto, periodo pari a 20 righe di analisi orizzontale, in tal modo detti segnali restano invisibili sui teleschermi, ma transitano con i programmi su tutti i ponti radio e vengono irradiati nei centri come quello di Monte Faito; attualmente il sistema è applicato in via sperimentale in soli quattro Centri; i segnali di prova vengono separati dalle immagini e trasformati in modo da renderli adatti ad essere trasmessi su linee telegrafiche al Centro di Controllo di Roma; dove si analizzano e si rilevano le qualità dei segnali nei punti nodali della rete.

Nel Centro di Monte Faito è installato l'apparato acquisitore dei dati, che esplora in vari punti nei quali si vuole controllare la qualità delle immagini, e che contiene i mezzi per misurarne la precisione. I segnalini di prova sono anche premonitori, in quanto possono far sapere in anticipo se un trasmettitore sta per guastarsi, accordando così il tempo per intervenire ed evitare che il guaio si verifichi.

Da quanto precede, si può dare per il « sistema monitorio generale » la seguente semplice definizione: modo di verificare la qualità delle immagini trasmesse lungo i ponti radio e irradiate dalle trasmittenti, per identificare il deterioramento nel momento in cui esso si verifica o anche in anticipo, con

la possibilità di tempestivo intervento. Per la migliore comprensione della costituzione degli impianti partenopei della RAI-TV, riportiamo in fig. 7 il quadro sinottico di telecontrollo del Centro trasmittente e di collegamento di Monte Favone facente parte del gruppo telecontrollato dal Monte Faito. In fig. 7 sono raffigurati schematicamente tutti gli apparati da controllare e i relativi collegamenti. I comandi su ogni singolo apparato vengono effettuati operando direttamente, e nel senso di volta in volta voluto, sul

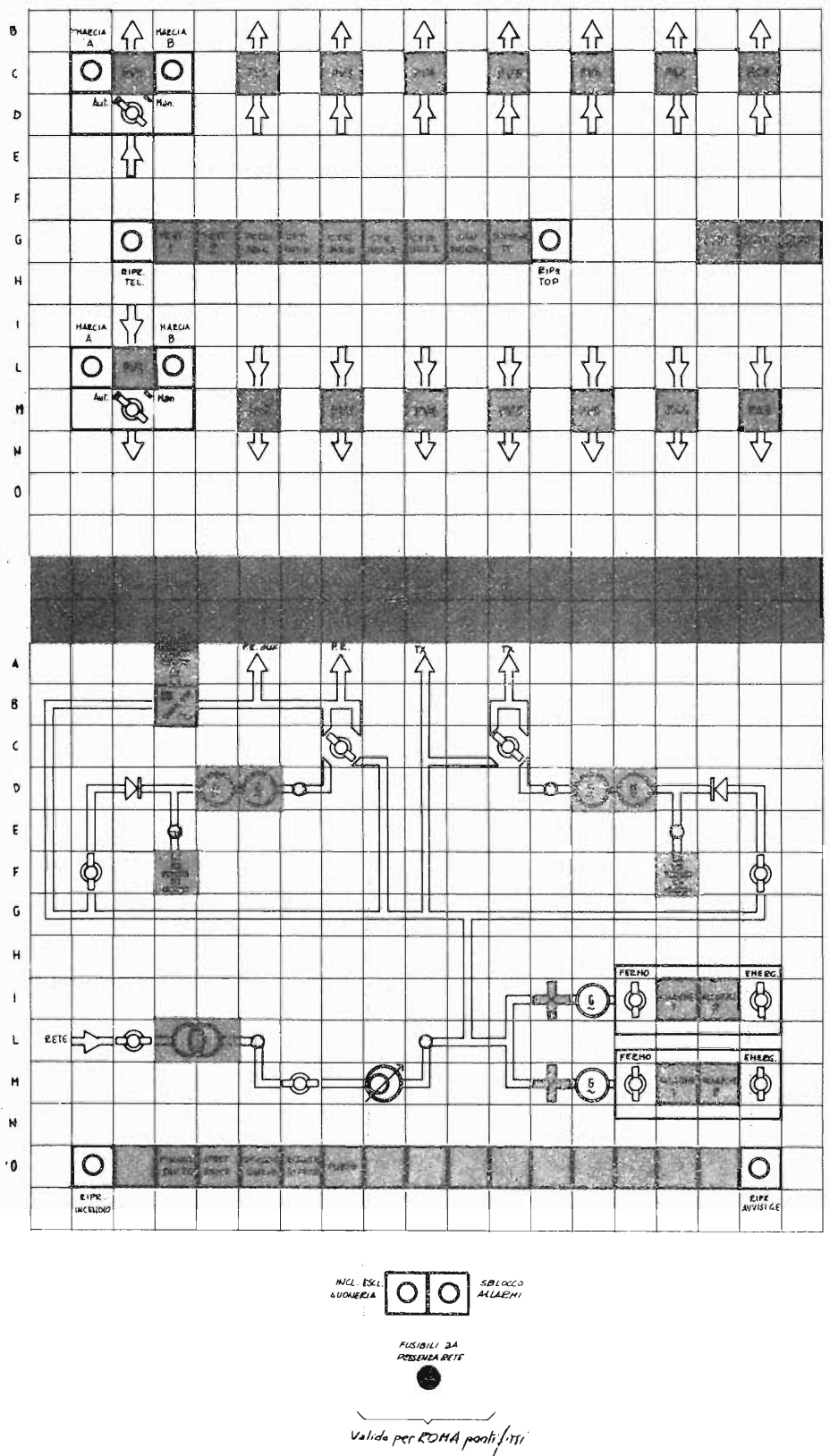



Fig. 7 - Quadro sinottico di telecontrollo del centro trasmittente e di collegamento di Monte Favone.

corrispondente simbolo dello schema. Mediante indicazioni luminose di varia natura è possibile conoscere con continuità le condizioni di funzionamento, i cambiamenti di stato automatici e le avarie di ogni singolo apparato.

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

J. L. Blonstein

Le funzioni delle piccole stazioni di terra nei sistemi di comunicazione mediante satelliti *

I satelliti di comunicazione formano attualmente parte della nostra vita quotidiana e la trasmissione di conversazioni telefoniche, di telegrammi e di programmi TV fra nazioni e continenti, che utilizzano il sistema globale di satelliti di comunicazione Intelsat, è ormai un luogo comune. Grandi stazioni terrestri commerciali, con antenne di 27 m di diametro, sorgono in tutto il mondo, operanti con satelliti sincroni installati sopra gli oceani Atlantico, Pacifico e Indiano (fig. 1). Queste stazioni sono state appositamente studiate per ottimizzare l'impiego di satelliti correnti e di prossima installazione globalmente, la capacità di tali stazioni, riguardo al numero di circuiti telefonici o di TV, è proporzionata alle richieste degli utenti e alla potenza del trasponditore satellite. Con il volgere del tempo, le potenze irradiate dei satelliti aumenteranno e le esigenze degli utenti cominceranno a prospettare nuovi aspetti di comunicazioni a grandi portate, che richiederanno minori larghezze di banda. L'effetto risultante di queste variazioni sarà la generazione di nuove famiglie di stazioni terrestri minori, progettate per applicazioni specifiche e più limitate, rispetto a quelle realizzate dalle attuali grandi stazioni, ma che renderanno le comunicazioni via satellite accessibili ad una vasta quantità di nuovi utenti, molti dei quali non hanno finora neppure considerato l'impiego di satelliti per le loro necessità di comunicare.

Questo articolo si prefigge di passare in rassegna alcuni di questi usi potenziali e misconosciuti dei satelliti di comunicazione, e di esaminare le famiglie di piccole stazioni terrestri, che in conseguenza saranno installate.

1. - PROGRAMMI E APPLICAZIONI FUTURI

I satelliti di comunicazione si sono usati correntemente per la trasmissione di telefonia, telex, telegrafia e TV, al servizio delle Amministrazioni delle Poste in molti paesi. Sia chiaro che tali satelliti possono essere utilizzati per molti altri scopi.

1.1. - Telecomunicazioni regionali

Al contrario delle vie internazionali a grandi distanze, molti ponti domestici di comunicazione sono di modesta capacità, tuttavia sono essenziali per le comunicazioni entro un unico paese o in una singola zona. Nelle regioni a

(*) Per gentile concessione in esclusiva della Space and Technology Plessey Radar Ltd. Addlestone, Surrey, Inghilterra.

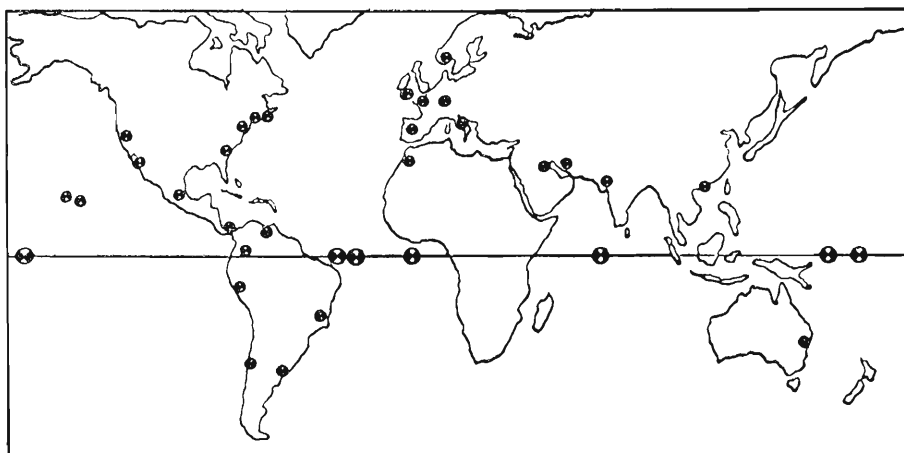



Fig. 1 - Stazioni commerciali a terra 1968 (indicazione dei satelliti Intelsat nella zona equatoriale).

Fig. 2 - Antenna di 1,8 metri e apparato pilota della stazione di bordo di navigazione della Plessey.

bassa densità di popolazione, risulta spesso antieconomico fabbricare una linea di terra o un ponte radio per mettere in comunicazione centri dislocati, particolarmente quando la zona frapposta è montagnosa. Invece, l'adozione di piccole stazioni a terra in questi centri, operanti con un unico satellite sincrono visibile da tutte le stazioni (fino a portate di 10.000 miglia) consentirà un completo ed ininterrotto accesso a e da quei centri.

Gli USA, il Canada e l'Australia sono alcuni dei paesi che considerano seriamente l'inizio di sistemi di comunicazioni regionali via satellite. Non v'è dubbio che la tecnologia sta in secondo piano rispetto alla politica a questo riguardo, perché i requisiti tecnici di questi impianti (per approntare apparati telefonici, telex, telegrafici e televisivi in tali regioni) sono ben entro le possibilità dei satelliti comunemente a disposizione e delle stazioni a terra. Sono i problemi di acquisizione, di organizzazione, di tarificazione e di metodi di pagamento, che sono argomento delle maggiori discussioni e trattative.

1.2. - Distribuzione TV

L'applicazione dei satelliti di telecomunicazione alla distribuzione della TV è attualmente ai suoi primi stadi. Il trasmettitore principale invia il programma direttamente a un satellite, che a sua volta reirradia il programma ad un numero illimitato di stazioni riceventi nella sua area di servizio. Ciascuna stazione ricevente, che anche qui può essere lontana dal trasmettitore fino a 10.000 miglia, o ad esso vicina a poche miglia, reirradia il programma con mezzi convenzionali ai ricevitori domestici. Concentrando il fascio trasmesso del satellite in una piccola zona (diciamo con diametro di poche centinaia di miglia), si può limitare la distribuzione di tali programmi ad un particolare paese, o gruppo di paesi. Contemporaneamente, questa concentrazione di potenza irradiata sulla superficie terrestre permette l'uso di antenne riceventi meno elaborate.

La distribuzione TV in Europa sarà iniziata con il sistema di satellite « Symphonie » franco-tedesco, che si prevede entrerà in funzione nel 1972. Questo esempio potrà essere seguito in Europa dal sistema di Eurovisione, facendo uso di un satellite, che sarà costruito dall'industria europea. A quell'epoca, gli USA e il Canada inaugureranno la distribuzione della TV attraverso il continente americano.

L'URSS, usando il satellite russo Molniya, ha già costituito un sistema di distribuzione di TV attraverso la Russia, con le stazioni trasmittenti principali presso Mosca e Vladivostok, che servono 24 stazioni riceventi distribuite nel territorio russo.

Con satelliti di grande potenza del futuro per grandi distanze, sarà possibile fare a meno delle stazioni riceventi di TV sopra menzionate, poiché il satellite reirradierà i programmi direttamente alle cortine di antenne ad eliche montanti o yagi, o ad antenne molto piccole installate direttamente ai piani dei fabbricati. Oltre alla TV, sarà naturalmente di uso pratico reirradiare anche programmi sonori nelle bande VHF e UHF. Però, prima che tali impianti possano essere realizzati su una scala pratica, bisogna risolvere internazionalmente problemi di assegnazione delle frequenze.

1.3. - Traffico aereo, comunicazioni marittime e navigazione

Tentativi di sistemi di sorveglianza del traffico aereo, impieganti satelliti sincroni, sono già stati effettuati nell'ultimo triennio, utilizzando la serie di satelliti ATS della NASA, con antenne di recente costruzione montate sui velivoli di varie aviolinee internazionali e nazionali. Lo scopo di sfruttare un sistema di satelliti per il controllo del traffico aereo è quello di risolvere il problema della perdita di contatto con l'aereo sulle rotte transoceaniche, come avviene quando si usano le apparecchiature radio VHF normalmente a disposizione. In condizioni normali, i centri di controllo a terra perdono il contatto con l'aereo quando esso si trova a qualche centinaio di miglia dalla stazione, sopra un oceano e non si riprende il contatto fino a quando l'aereo è prossimo alla sua destinazione.

L'adozione di un sistema di satelliti di sorveglianza del traffico aereo, inizialmente attraverso il nord Atlantico, può seguire gli attuali tentativi sopra menzionati. Si spera che, fra il 1973 e 1974, lo sviluppo di antenne d'aviazione e sistemi transponditori di satelliti, saranno abbastanza progrediti per permettere l'inaugurazione del sistema.

L'Eurocontrollo e altre autorità ATC internazionali stanno attualmente esaminando i requisiti e le caratteristiche del sistema. Sebbene le velocità dei piroscafi nel traffico marino siano molto al disotto di quelle del traffico aeronautico, il problema di mantenere il contatto con i piroscafi non è diverso di quello del contatto con gli aeroplani, poiché le VHF non sono adatte a portate di centinaia di miglia o giù di lì, e impianti a frequenze più basse sono soggetti a gravi interferenze ed evanescenze.

Le antenne installate a bordo dei piroscafi, rivolte verso un satellite sincrono, permettono di effettuare comunicazioni ininterrotte ed esenti da evanescenza a stazioni entro un raggio fino a 10.000 miglia. La praticità di tali impianti di bordo di navi è stata ampiamente dimostrata dalle stazioni costruite dalla Plessey montate sui vascelli della Marina britannica (fig. 2).

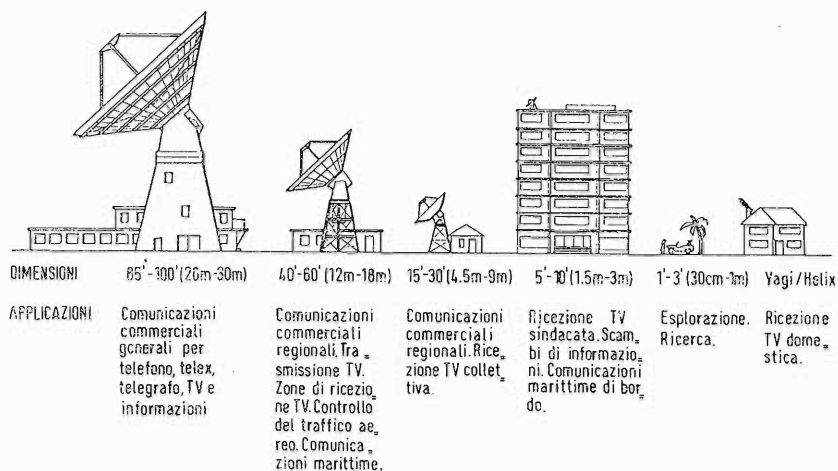



Fig.3 - Ordini di dimensioni tipiche e applicazioni civili di future stazioni a terra.

Le più importanti compagnie di linee di navigazione e le compagnie petrolifere stanno attualmente studiando l'applicazione di satelliti di comunicazione alle loro necessità. Le linee di navigazione ritengono che gli impegni per comunicazioni di passeggeri via un terminale di bordo forniranno un'utile fonte di introiti. Ciò vale anche per comunicazioni di passeggeri sugli aerei commerciali.

Si stanno attualmente esaminando varie proposte per l'impiego di satelliti a scopi generali di navigazione. Sebbene questi satelliti si possano considerare solo ai margini dei sistemi di comunicazione, essi forniranno tuttavia un mezzo con il quale velivoli, piroscafi ed anche veicoli terrestri saranno in grado di interrogare i satelliti per ottenere dati fissi.

Un sistema tipico sfrutta due satelliti in orbita sincrona, entrambi irradianti segnali, che si possono misurare e confrontare per dedurne informazioni utili alla navigazione, gli effetti doppler su aerei mobili ad altissime velocità, essendo compensati da calcolatori di bordo appositamente progettati.

Coloro che propongono i sistemi attualmente in esame prevedono precisioni costanti entro un miglio nautico per la maggior parte della superficie terrestre.

1.4. - Scambi di dati

C'è un gran numero di utenti potenziali di satelliti, utenti che desiderano avere a disposizione un mezzo per lo scambio rapido di dati fra centri commerciali e industriali. La quantità di dati intercambiati trattata dalle banche mondiali, per es., aumenta quotidianamente e l'uso di linee di terra o di ponti a microonde per trasmettere questo traffico diventa sempre più costoso. Studi eseguiti dimostrano che l'uso di piccole stazioni terrestri, installate ai vari piani dei centri d'informazione in ogni paese, operanti via satellite, può fornire una soluzione economica di queste difficoltà. La stessa cosa vale per gli utenti di calcolatori, sia con mezzi calcolatori centrali, sia con centri multipli di calcolo.

1.5. - Altri campi di applicazione

I risultati del sistema di satelliti meteorologici ESSA TIROS sono ben noti ed hanno stabilito il valore dei satelliti in meteorologia. Dai centri meteorologici di tutto il mondo sono stati presi alcuni milioni di immagini a cielo coperto. Altre applicazioni dei satelliti alla meteorologia comprenderanno veicoli per l'interrogazione automatica di stazioni meteoriche, boe e palloni e per la trasmissione dei loro dati, per la fotografia a raggi infrarossi per scopi speciali e per lo scambio di informazioni.

Uno dei maggiori pregi delle comunicazioni via satellite è la facilità della loro applicazione agli utenti mobili. Piroscafi ed aerei sono ovviamente utenti potenziali, ma i vantaggi possono essere meglio sfruttati dai gruppi di esplorazione, sia commerciali, sia scientifici. Le squadre di ricerca del petrolio, a terra e in mare, possono avere un completo accesso di comunicazioni alle loro basi via satellite, usando antenne piccolissime di dimensioni di un palmo di mano, che possono essere utilizzate da squadre scientifiche mentre abbordano zone inesplorate della superficie terrestre.

I tecnici della fotografia e della trasmissione di dati via satellite, hanno già raggiunto lo stadio in cui l'osservatore può scoprire le differenze nella qualità del raccolto nelle zone agricole, o la salinità dell'acqua alle foci dei fiumi.

Ricerche di queste tecniche portano alla scoperta di banchi di pesci per flottiglie di pescherecci, di petrolio e di sostanze minerali per ricercatori minerari

e di sorgenti di acqua per progettisti d'impianti d'irrigazione.
Nel campo dell'istruzione, lo stato della California si è già proposto di trasmettere programmi via satellite a 5.000 scuole statali; l'applicazione della TV alla radiodiffusione per la distribuzione di programmi educativi è già stata considerata negli USA, nel Canada, nel Sud Africa, in Asia e in Europa.

2. - TIPI DI PICCOLE STAZIONI A TERRA

Un'idea delle zone tipiche di piccole stazioni terrestri, per gli scopi sopra ricordati, è data nella fig. 3, che comprende anche una grande stazione commerciale a terra a scopo di confronto. Nel seguito si discutono le più importanti caratteristiche ed apparecchiature di queste stazioni.

3. - STAZIONI DI DIAMETRO DA 12 A 18 METRI

Gli usi più importanti di stazioni di queste dimensioni comprendono telecomunicazioni regionali per telefono, telex e telegrafo; trasmissione TV da uno studio centrale; zone di ricezione TV per la ritrasmissione di alta qualità della televisione alle zone limitrofe; centri di controllo del traffico aereo e stazioni costiere per comunicazioni marittime.
Una tipica disposizione di una simile stazione è indicata in fig. 4. Nella catena di trasmissione, i dati fondamentali, nella forma di segnali telefonici, telex, telegrafici o di TV, vengono multiplati, modulati a frequenza intermedia (generalmente 70 MHz) e poi convertiti alla frequenza di ponte elevatore (generalmente 6 GHz) per l'irradiazione finale di grande potenza (generalmente 1 kW), attraverso il complesso di alimentazione e l'antenna, al satellite.
La catena ricevente accetta segnali dal ponte abbassatore dal satellite che, nei normali impianti di comunicazioni civili, avrà trasferito il segnale sopraelevato in frequenza ad una frequenza di ponte abbassatore di 4 GHz. Con questo ordine di dimensioni di antenne, si ritiene economicamente conveniente impiegare, per sistemi a larga banda, un amplificatore parametrico raffreddato, come 1° stadio della catena ricevente, ottenendo il raffreddamento facendo circolare elio liquido o azoto liquido intorno all'amplificatore per ridurre la sua temperatura di rumore intrinseco.

Per una data larghezza di banda dei segnali in arrivo da un satellite di un determinato livello di potenza, il rapporto segnale/disturbo che si può avere all'uscita della stazione dipende dal guadagno di antenna (*G*) e dalla temperatura di rumore dell'impianto (*T*), il rapporto segnale/disturbo essendo direttamente proporzionale a *G* e inversamente proporzionale a *T*. Con un dato diametro di antenna, quindi, che comporta un *G* fisso, si migliora l'efficienza della stazione riducendo *T*.

Studi condotti dalla Plessey Radar hanno dimostrato che il valore della temperatura di rumore può essere ottimalizzato per un assegnato guadagno di antenna; nei diagrammi delle prestazioni della stazione qui riportati, si è supposto che questa combinazione ottimalizzata di *G* e *T* sia stata raggiunta.

Il segnale di uscita del preamplificatore raffreddato viene applicato ad un convertitore abbassatore, che abbassa la frequenza del segnale incidente alla FI 70 MHz, utile per la demodulazione del segnale prima della demultiplicazione finale in un'uscita di banda base.
Alle frequenze interessate e con diame-

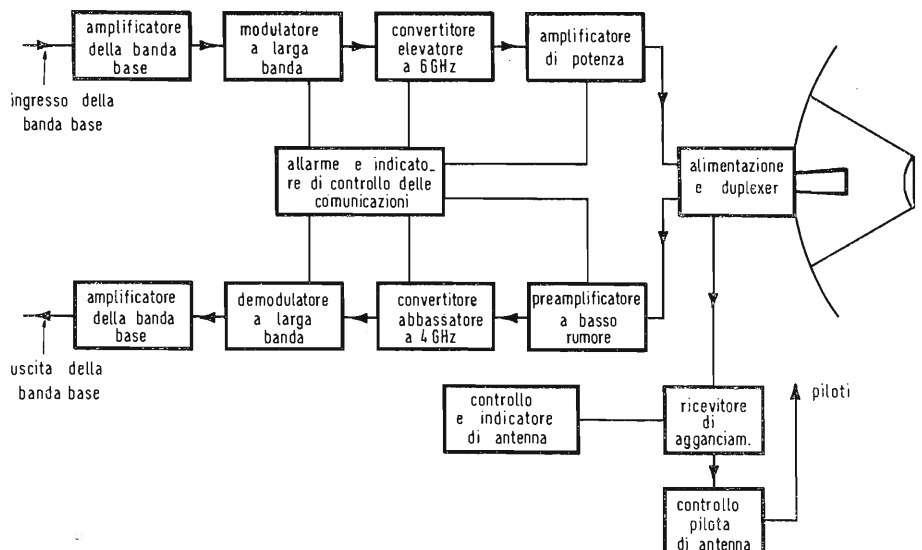



Fig. 4 - Schema a blocchi fondamentale di una tipica stazione trasmittente-ricevente di 12 ÷ 18 metri (40 piedi ÷ 60 piedi) di diametro di antenna.

Fig. 5 - Terminale a terra di satellite sperimentale, di diametro 14 metri (45 piedi) della Plessey installato a Cowes, Isola di Wight, stabilimento della Plessey Radar.

tri di antenne di questo ordine, la larghezza di banda dell'antenna è piccola, essendo dell'ordine di $1/3 \div 1/2$ grado. È perciò necessario impiegare un'apparecchiatura di aggancio automatico nell'impianto della stazione, per garantire che l'antenna rimanga agganciata al satellite. Normalmente, ciò si ottiene con un trascinamento ad impulso unico, in cui i segnali in arrivo sono osservati da trombini ausiliari o da condotti di alimentazione integrali.
I segnali di uscita di questi trombini vengono applicati a un ricevitore di trascinamento e ad un apparato comparatore, che confronta e somma i segnali di uscita per fornire segnali di correzione, attraverso gli amplificatori, ai motori piloti sugli assi di azimut e di elevazione.
Diversamente dai satelliti in orbita bassa, che richiedono un aggancio continuo e rapido, come quelli trasversali da orizzonte ad orizzonte, i satelliti sincroni offrono un bersaglio mobile molto più lento, le velocità di deriva normali essendo minori di qualche decina di gradi per giorno. Per questa ragione, è generalmente utile impiegare solamente un semplice apparato « bang-bang » di trascinamento e asservimento ai motori piloti, l'antenna essendo guidata a una nuova posizione solo quando il ricevitore di aggancio indica che il satellite si è spostato verso i limiti del fascio di antenna. L'uso di un simile sistema evita anche la necessità di mantenere i motori piloti in uno stato continuo di moto e di bilanciamento.
Inoltre, l'escursione limitata dei satelliti sincroni permette che tali stazioni siano comandate con piloti a moto limitato, impiegando prese idrauliche o meccaniche, che sono più semplici e più economici dei piloti a ingranaggi, per entrambi i movimenti di elevazione di azimut.
Una fotografia della stazione di terra Plessey Radar di 13,5 metri, che contiene un'apparecchiatura sopra descritta, è mostrata in fig. 5.
La capacità di una simile stazione, in termini dei numeri di canali di diverse larghezze di banda, ancora in funzione delle potenze irradiate dal satellite sincrono, è data in fig. 6, supponendo di aver usato un amplificatore parametrico raffreddato con elio liquido.

4. - STAZIONI CON DIAMETRO DA 4,5 A 9 METRI

Gli usi principali delle stazioni di queste dimensioni comprenderanno telecomunicazioni regionali di piccola capacità (25 circuiti) e la ricezione TV di qualità media per collettività locali, come villaggi o aree suburbane limitrofe. In seguito, gli aumenti di potenza irradiata efficace (ERP) dei satelliti e che comporteranno un aumento di densità di flusso alla superficie terrestre, permetteranno a queste stazioni delle dette dimensioni di svolgere le funzioni della famiglia di stazioni maggiori di 12 a 15 metri. L'apparecchiatura in tali stazioni sarà molto simile a quella impiegata nelle stazioni maggiori descritte sopra, salvo che, secondo dei requisiti di larghezze di banda, sarà usato un amplificatore parametrico raffreddato ad azoto o non raffreddato, invece dell'unità raffreddata a elio.
Le capacità di una stazione tipica nel campo del diametro di 6 metri e impiegante un preamplificatore raffreddato ad azoto liquido, sono riportate in fig. 7.

5. - STAZIONI CON DIAMETRO DA 1,5 a 3 METRI

Il campo di lavoro di queste stazioni sarà indubbiamente la ricezione TV sindacata, cioè la ricezione suddivisa di TV secondo un'unione di utenti in gruppi, o uffici, o appartamenti; lo scambio d'informazioni per utenti commerciali e industriali; le applicazioni di bordo per piroscafi.
Con la maggior larghezza di banda ora disponibile (risultante dalle minori dimensioni di antenna) l'apparecchiatura di aggancio automatico non sarà più richiesta, essendo sufficiente riposizionare l'antenna manualmente a lunghi intervalli.
Uno schema a blocchi dell'apparecchiatura in una tipica stazione in questo campo, è dato in fig. 8.
Si usa ora un amplificatore parametrico non raffreddato nelle applicazioni foniche, mentre per telegrafia o per scambio di informazioni è utile un amplificatore a diodi tunnel.
Le capacità delle stazioni in questo campo sono indicate in fig. 9, assumendo un diametro tipico di antenna di 1,8 metri con un amplificatore parametrico non raffreddato.

6. - STAZIONI CON DIAMETRO DA 30 CM A 90 CM

Queste dimensioni di stazioni saranno usate nelle applicazioni di apparecchi portatili a mano, nelle esplorazioni e nelle ricerche, inizialmente per messaggi telegrafici a velocità molto bassa, ma che si estenderanno a un canale fonico singolo quando aumenterà la potenza irradiata effettiva dei satelliti.
Normalmente la stazione porterà solo apparecchiature riceventi, impieganti un amplificatore a transistori, ma per funzionamento in duplex si potrà aggiungere un piccolo amplificatore di potenza.

7. - CORTINE DI ANTENNE AGI ED ELICOIDALI UHF E VHF

Usate per la ricezione diretta della radiodiffusione TV da un satellite, queste cortine montate sovrapposte comprenderanno un'antenna fissa, un preamplificatore a transistori e un convertitore da MF a MA per l'accoppiamento diretto ai televisori domestici.

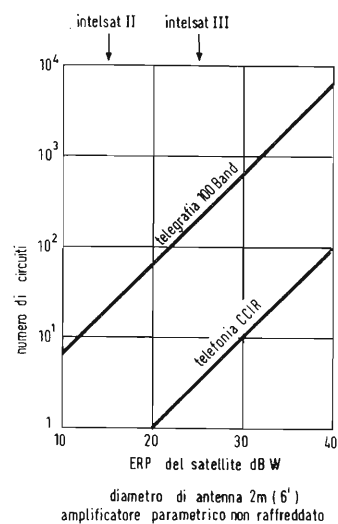
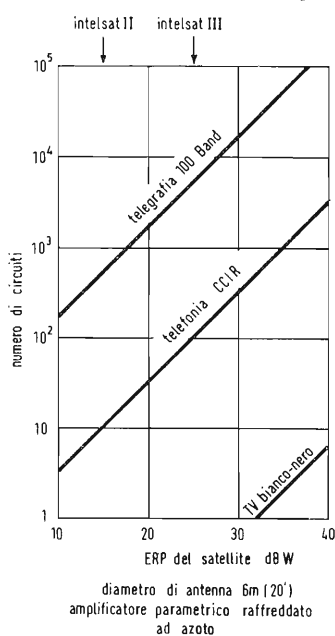
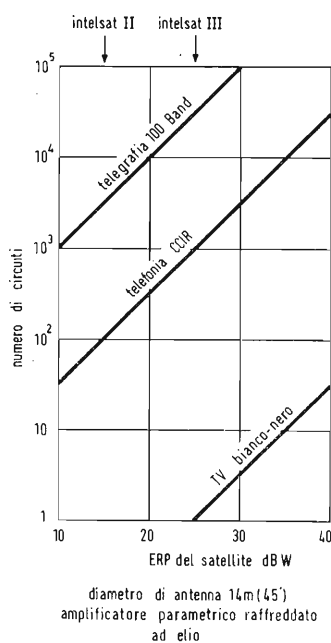
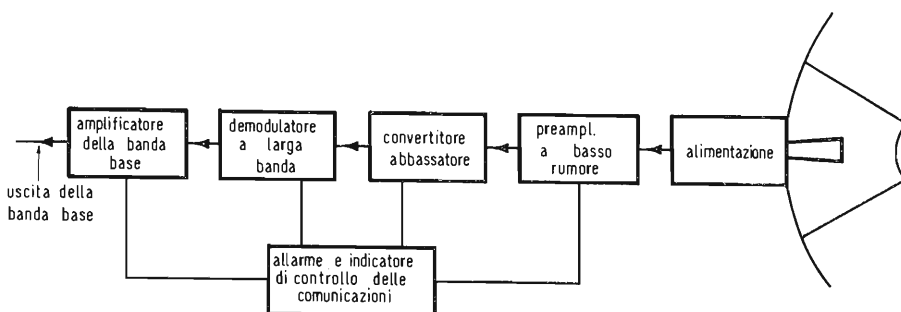



Fig. 6 - 7 - 9 - Capacità della stazione, in funzione della potenza irradiata effettiva del satellite.

Fig. 8 - Schema a blocchi fondamentale di una tipica stazione ricevente con diametro di antenna di 1,5 ÷ 3 metri (5 ÷ 10 piedi).

8. - RIFERIMENTO

Miln, K, and Blonstein J. L. « *The Economics and Applications of Small Earth Stations* » United Kingdom Seminar on Communication-Satellite Earth Station Planning and Operation. London, May 1968.

Società Italiana Telecomunicazioni SIEMENS s. p. a.

La Società Italiana Telecomunicazioni Siemens è stata presente alla IV Fiera Internazionale di Genova svoltasi lo scorso anno.
Il settore della trasmissione ora rappresentato dall'apparecchiatura PCM 30/2, per la trasmissione a divisione di tempo con modulazione a codice di impulsi; dall'ATIC, che consente di aumentare la capacità di trasmissione su sistemi a divisione di tempo, e da un Ponte Radio monocanale per il collegamento di località isolate alla rete telefonica pubblica. Un particolare interesse rivestono i Modem per la trasmissione dati, che consentono l'allacciamento dei sistemi di elaborazione elettronica alle reti telefonica e telegrafica per la trasmissione veloce di dati a grande distanza.
Il settore della telefonia privata era presente con il nuovo autocommutatore con accoppiatori a relè rapidi ESK 8/50 al quale sono collegati in funzione gli apparecchi telefonici Grillo.
Nel campo dell'elettroacustica sono stati esposti amplificatori stereofonici, registratori e giradischi, mentre un settore particolare è stato dedicato al nuovo filodiffusore Diffy.

A. N.

Accumulatori al nickel-cadmio a chiusura ermetica*

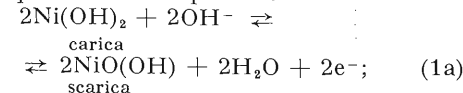
Mentre, per molti anni, i tipi aperti di accumulatori al nickel-cadmio sono stati ampiamente utilizzati in quantità sempre maggiori, i tipi chiusi ermeticamente sono disponibili solo da pochi anni.

I vantaggi maggiori degli accumulatori chiusi sono: che non richiedono manutenzione, che l'elettrolita non ha bisogno di essere rinnovato o rifornito e che gli accumulatori possono essere usati in qualsiasi posizione. Questi vantaggi sono stati riscontrati in milioni di elementi adottati in una grande varietà di applicazioni. Il seguente articolo spiega il funzionamento di questi elementi. Come introduzione alle reazioni elettrochimiche che si verificano, l'accumulatore aperto al nickel-cadmio è trattato per primo.

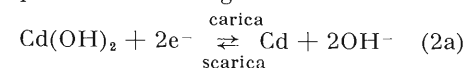
—*Reazioni elettro-chimiche che si producono in accumulatori al nickel-cadmio di tipo aperto, quando si usa liquido elettrolitico.*

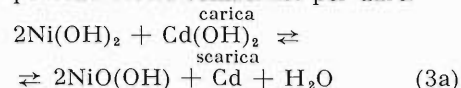
L'elettrodo positivo negli accumulatori al nickel-cadmio, è costituito da idrossido di nickel $Ni(OH)_2$ se scarico; quando è caricato, diviene un idrossido superiore $NiO(OH)$. La sostanza attiva dell'elettrodo negativo, nello stato scarico, è idrossido di cadmio $Cd(OH)_2$, che, se scaricato, diventa infine cadmio metallico distribuito. Di regola un materiale conduttore (es. nickel o grafite) viene aggiunto ad entrambi gli elettrodi. Ciò serve a migliorare la conduttività elettrica tra le sostanze attive ed aumenta la resistenza meccanica. L'elettrolita, per entrambi gli elettrodi, è l'idrossido di potassio. Separatori evitano il contatto metallico diretto tra gli elettrodi. L'elettrolita ha azione ionizzante e l'elettricità è condotta attraverso l'elettrolita solo dagli ioni; d'altra parte viene convogliata attraverso il metallo agli elettrodi liberi. Tralasciando i fenomeni meno importanti e le reazioni intermedie, possiamo rappresentare i processi di carica e scarica con le seguenti equazioni:

per l'elettrodo positivo:

$$2Ni(OH)_2 + 2OH^- \underset{\text{scarica}}{\overset{\text{carica}}{\rightleftarrows}} 2NiO(OH) + 2H_2O + 2e^-; \qquad (1a)$$

si vedrà che durante la carica necessitano due elettroni liberi se la reazione va da sinistra a destra;

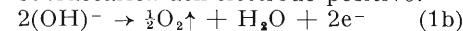
per l'elettrodo negativo:

$$Cd(OH)_2 + 2e^- \underset{\text{scarica}}{\overset{\text{carica}}{\rightleftarrows}} Cd + 2OH^- \qquad (2a)$$

La carica richiede l'aggiunta di due elettroni e la scarica, la sottrazione di due elettroni. Le equazioni (1a) e (2a) possono essere combinate per dare:

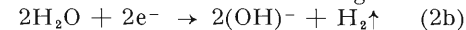
$$2Ni(OH)_2 + Cd(OH)_2 \underset{\text{scarica}}{\overset{\text{carica}}{\rightleftarrows}} 2NiO(OH) + Cd + H_2O \qquad (3a)$$

È subito evidente che l'elettrolita (KOH) non partecipa alla reazione. Si nota, inoltre, che durante la carica si produce acqua, che si ricombina nella scarica. Purchè ci sia una notevole quantità di elettrolita, la variazione del quantitativo dell'acqua ha un effetto minimo sul funzionamento dell'accumulatore.

Le suddette equazioni sono valide fin tanto che ci sono sostanze attive negli elettrodi, che non hanno preso parte all'operazione di carica e scarica. Se nel processo di carica prolungata, tutto il materiale non caricato presente, viene caricato, gli elettrodi non riescono ad accumulare corrente di carica. Poiché la capacità, o la capacità di carico, degli elettrodi positivo o negativo può differire, si possono verificare le seguenti reazioni:

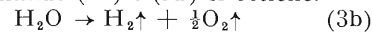
sovraccarica dell'elettrodo positivo:

$$2(OH)^- \rightarrow \tfrac{1}{2}O_2\uparrow + H_2O + 2e^- \qquad (1b)$$

ossia, l'ossigeno viene emesso all'elettrodo positivo durante la sovraccarica. Se l'elettrodo negativo dovesse ancora contenere masse non caricate, l'equazione (1b) dovrebbe essere combinata con l'equazione (2a);

sovraccarica dell'elettrodo negativo:

$$2H_2O + 2e^- \rightarrow 2(OH)^- + H_2\uparrow \qquad (2b)$$

ossia l'idrogeno viene liberato all'elettrodo negativo durante la sovraccarica. Se l'elettrodo positivo contiene ancora masse non caricate, la equazione (2b) deve essere combinata con l'equazione (1a).

Combinando (1b) e (2b) si ottiene:

$$H_2O \rightarrow H_2\uparrow + \tfrac{1}{2}O_2\uparrow \qquad (3b)$$

per cui, se entrambi gli elettrodi sono completamente carichi, si verifica l'idrolisi.

1. - PROBLEMI DEGLI ACCUMULATORI ERMETICI

Se un tipo di accumulatore aperto viene saldamente chiuso, così da essere a tenuta d'acqua o di gas, senza che speciali precauzioni siano state prese, allora il sovraccarico risulterà in gas di idrogeno e di ossigeno che vengono a formarsi secondo la suddetta equazione (3b). Questi gas potrebbero liberarsi a una pressione crescente che, a sua volta, fa

(*) Trafilerie e laminatoi di metalli S.p.A. - Milano Via A. De Togni, 2.

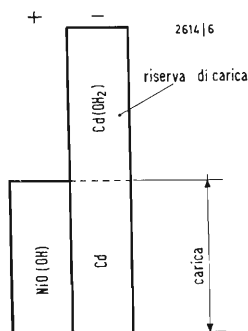



Fig. 1 - La riserva di carica evita la formazione d'idrogeno.

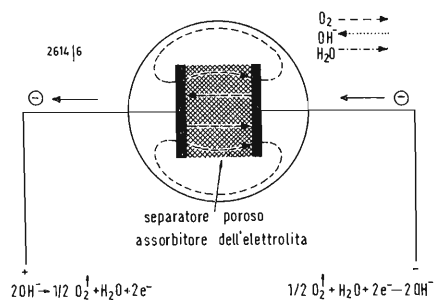



Fig. 2 - Circolazione di ossigeno alla scarica.

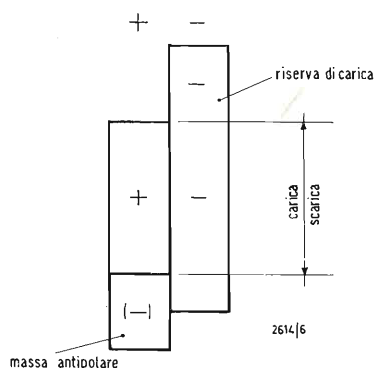
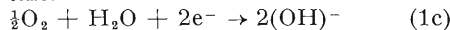



Fig. 3 - Rapporto fra la riserva di carica e la massa antipolare.

sì che il corpo di protezione dell'elemento si dilati o, eventualmente, esploda. Si è dimostrato, attraverso esperimenti, che l'idrogeno ottenuto dalla reazione secondo l'equazione (2b) può essere contenuto o assorbito solo con difficoltà. D'altra parte, l'ossigeno formatosi dovuto alla reazione (1b) può essere assorbito dall'elettrodo negativo; purchè sia certò che l'ossigeno formato all'elettrodo positivo abbia la possibilità di raggiungere l'elettrodo negativo. Questo trasferimento di ossigeno dall'elettrodo positivo a quello negativo può essere eseguito assicurandosi che tutto l'elettrolita sia contenuto nei pori degli elettrodi e in un separatore poroso.
Al fine di evitare che l'idrogeno si sviluppi durante la sovraccarica, è essenziale che l'elettrodo positivo esaurisca la sua capacità di assorbire un'ulteriore carica, quando l'elettrodo negativo ha ha ancora una certa quantità di idrossido di cadmio scarico. Questa eccedenza di idrossido è chiamata: riserva di carica dell'elettrodo negativo.
La proporzione degli elettrodi è dimostrata nella fig. 1. L'importanza della riserva di carica diventa evidente nel caso si consideri che una volta che l'elettrodo positivo è completamente carico, l'ossigeno si forma. L'ossigeno raggiunge l'elettrodo negativo attraverso il separatore, che viene trasformato in ioni ossidrili, essendo l'equazione totale:

$$\tfrac{1}{2}O_2 + H_2O + 2e^- \rightarrow 2(OH)^- \qquad (1c)$$

È evidente che questa equazione è la reazione inversa dell'equazione (1b). Si sa che la massa attiva dell'elettrodo negativo non figura nell'equazione. Tuttavia si deve concludere che gli elettroni condotti all'elettrodo negativo (corrente di sovraccarica) sono utilizzati per produrre ioni ossidrili per reazione con lo sviluppo di ossigeno e acqua alla superficie conduttrice metallica dell'elettrodo.
La fig. 2 mostra schematicamente la circolazione dell'ossigeno durante la sovraccarica. Affinché questa circolazione di ossigeno possa verificarsi dolcemente, è essenziale che la quantità prodotta debba essere piccola, in dipendenza dalla corrente di sovraccarica e dalla costruzione fisica dell'accumulatore. Se la sovraccarica si ferma togliendo la corrente, l'ossigeno libero nella piastra continua la reazione all'elettrodo negativo. Lo stesso elettrodo negativo fornisce gli elettroni necessari e parte del cadmio metallico viene ossidato al $Cd(OH)_2$ [che è una combinazione delle reazioni (1c) e (2a)].
La pressione dell'ossigeno è, quindi, diminuita e, dopo breve tempo, ci può essere persino una leggera depressione nell'accumulatore. Riassumendo, quindi, possiamo dire che durante la carica i risultati sono i medesimi degli accumulatori di tipo aperto, purché entrambi gli elettrodi contengano ancora particelle non cariche. Tranne che nel momento in cui l'elettrodo positivo è caricato completamente, si effettua la circolazione dell'ossigeno mostrata nella fig. 2. Un'adeguata riserva di carica assicura che l'idrogeno non si formi all'elettrodo negativo.
Quando gli elementi vengono usati in una batteria in serie è possibile che, durante la scarica, a causa di differenze nelle capacità, alcuni elementi subiscano un'inversione della polarità, mentre altri continueranno a fornire corrente. Se nessuna speciale precauzione è stata presa, una sovraccarica con polarità inversa può provocare la formazione di gas agli elettrodi. Allo scopo di evitare che si produca un eccesso di pressione, in tale caso, il principio della riserva di carica viene applicato nello stesso modo anche per la scarica. Ciò si esegue aggiungendo all'elettrodo positivo una certa quantità di sostanza negativa e positiva. Questo quantitativo che viene descritto come la massa antipolare, non disturba le normali funzioni dell'elettrodo positivo sia durante la carica come durante la scarica, perché in questo caso esso ha funzioni di idrossido di cadmio elettrochimicamente inerte. Solo quando l'elemento cambia polarità, per la sovrascarica, l'idrossido di cadmio è ridotto a cadmio, ciò fin tanto che l'ossigeno si forma all'elettrodo completamente scarico, che normalmente è quello negativo. L'ossigeno è, allora, assorbito all'elettrodo normalmente positivo. Una sistemazione appropriata dell'elettrodo è mostrata schematicamente nella fig. 3.
Quindi con l'aiuto della riserva di carica dell'elettrodo negativo e della massa antipolare sull'elettrodo positivo, si ottiene un sistema di batteria capace di resistere alla sovraccarica come pure alla sovrascarica.

1.1. - Difficoltà incontrate nella stima della quantità di elettrolita da usarsi

Nonostante che la formazione d'acqua durante la carica e la ricombinazione della stessa durante la scarica (equazione 3a) non abbiano molta importanza in un elemento aperto, le variazioni risultanti nella concentrazione, diventano determinanti nell'accumulatore chiuso ermeticamente, con la sua relativamente esigua quantità di elettrolita. Quindi, esso dovrebbe essere regolato in modo tale che da una parte la concentrazione dell'elettrolita rimanga abbastanza conduttrice e, dall'altra, le caratteristiche necessarie per la circolazione dell'ossigeno non vadano perse. È inoltre comprensibile che l'apertura degli accumulatori e il cambio dell'elettrolita non solo non sono necessari, ma causerebbero il mancato funzionamento degli elementi.

Quando si sovraccarica un elemento chiuso ermeticamente, è essenziale che la corrente non ecceda una quantità prefissata. Più alta è la corrente di

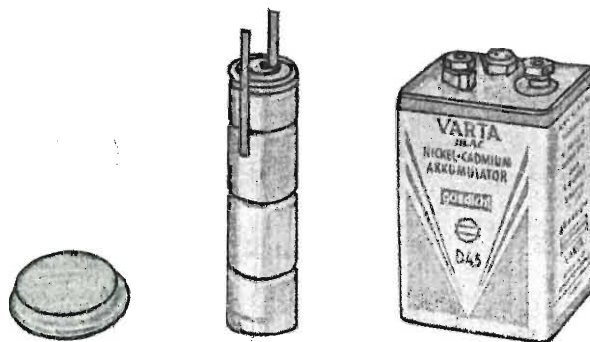



Fig. 4 - Tre diversi tipi di accumulatori ermeticamente chiusi.

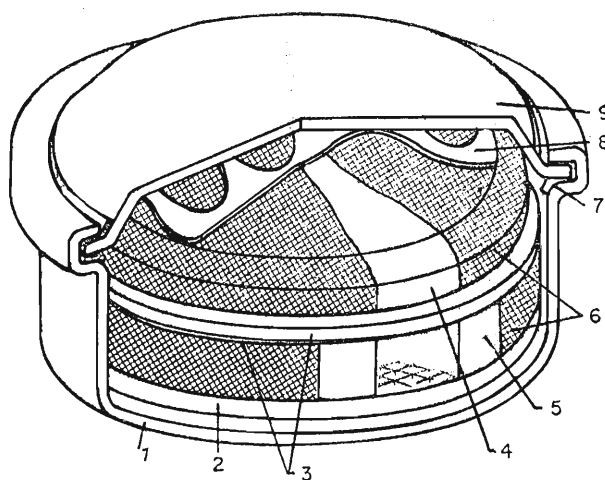



Fig. 5 - Sezione di un accumulatore di tipo a disco.

sovraccarica, maggiore è la pressione del gas nell'accumulatore, ossia maggior ossigeno è richiesto per la circolazione.

A salvaguardia di qualsiasi pericolo, che si possa verificare per cattivo funzionamento, una valvola limitatrice della pressione è stata incorporata nei tipi più grossi di accumulatori a chiusura ermetica.

La quantità di energia convertita in calore durante la sovraccarica è maggiore di quella prodotta in un accumulatore del tipo aperto. Nel tipo aperto i gas prodotti si liberano durante la sovraccarica, ma nei tipi chiusi tutta l'energia deve essere convertita in calore.

Non si deve pensare che la sovraccarica risulti da una maggiore resistenza interna dell'accumulatore, dovuta allo sviluppo di calore. Il calore si produce principalmente dalla conversione dell'ossigeno in ioni ossidrili. Al contrario, la resistenza interna è molto bassa; caratteristica importante in circuiti dove si desideri sopprimere una componente di corrente alternata sovrapposta a corrente continua, cioè per necessità di stabilizzazione. Dato che l'impedenza dalla corrente alternata dipende pochissimo dalla frequenza, un accumulatore chiuso al nickel-cadmio offre particolari vantaggi come filtro, se confrontato con un condensatore, qualora lo si usi a bassa o bassissima frequenza.

Al momento accumulatori Ni-Cd chiusi ermeticamente vengono prodotti in tre formati diversi (fig. 4):

1. accumulatore a bottone di piccole capacità da circa 20 a 450 mAh (fig. 5)
2. accumulatore cilindrico di capacità media da circa 450 mAh a 2 Ah
3. accumulatore prismatico da circa 1,5 Ah in su.

Oltre ai tipi di accumulatori chiusi sopra descritti, sono stati fatti progressi per la realizzazione di accumulatori con piastre sinterizzate e questi verranno prodotti in formato discoide, cilindrico e prismatico. Gli elettrodi di questi accumulatori consistono in una piastra sinterizzata altamente porosa alla quale sono applicate le masse attive. Accumulatori con elettrodi sinterizzati hanno una resistenza interna estremamente

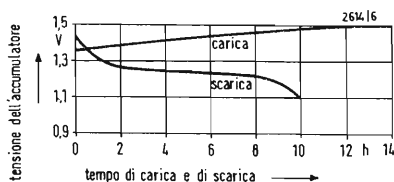



Fig. 6 - Caratteristica di tensione alla carica e scarica dell'accumulatore a disco 450DK con 45 mA.

bassa e un'altra capacità di carica come pure un potere superiore di scaricare e di variare i rapporti di due valori.
La fig. 6 mostra la curva di tensione di carica e scarica di un accumulatore a bottone (tipo 450 DK) a 450 mAh ad una corrente di carica e scarica di 45 mA (10 ore di intervallo di scarica).

2. - CONCLUSIONE

Gli accumulatori alcalini Ni-Cd chiusi ermeticamente, stanno godendo di una popolarità sempre maggiore in sempre più numerosi campi di applicazioni dell'industria elettrica ed elettronica. Finora molto poco è stato pubblicato sul loro funzionamento. Il loro sviluppo è una logica evoluzione del tipo alcalino aperto. Fino a questo momento gli ostacoli sono quelli di trovare un mezzo per evitare la formazione di idrogeno e di convertire l'ossigeno formatosi in modo che nessuna pressione di gas si produca, anche durante la sovraccarica. Dal punto di vista operativo, gli accumulatori che si hanno ora sono sicuri non solo contro una ragionevole sovraccarica, ma anche contro inversioni di polarità dovute a una sovrascarica che scenda fino a 0 volt.

Un radioaltimetro altamente miniaturizzato a modulazione di frequenza

La « Standard Telephones and Cables Ltd. (STC) » di Londra ha prodotto un nuovo radioaltimetro, lo STR.70-P del quale sono state compiute recentemente alcune dimostrazioni a bordo di un aereo DC3 in volo sull'aeroporto della Malpensa.
Lo STR.70-P è un apparecchio altamente miniaturizzato, che rappresenta l'ultimo modello di una serie di radioaltimetri a modulazione di frequenza alla cui produzione la società STC ha dedicato più di trent'anni di ricerche e sviluppi.
Definito « un'apparecchiatura della prossima generazione », lo STR.70-P viene impiegato in differenti operazioni come il seguire un profilo orografico, l'atterraggio automatico, l'avvicinamento da basse altitudini, il volo stazionario automatico di elicotteri, azioni militari a bassa quota, ecc.
Le sue ridotte dimensioni (cm 25 × 12 × 9; peso 3,5 kg) dovute alla miniaturizzazione, ne facilitano al massimo l'installazione a bordo rendendolo adattabile ad un piccolo aereo da addestramento come al più grande dei cargo.
Lo STR.70-P, che funziona da quota zero a quota 1500 metri, è composto da un apparato ricetrasmittente, due antenne (una per la trasmissione e l'altra per la ricezione) ed un quadretto di lettura e operazione. Su questo quadretto, che subisce qualche variazione a seconda degli impieghi ai quali l'apparecchiatura viene destinata, sono raccolti tutti gli strumenti ed i comandi del radioaltimetro e cioè: un indicatore di altitudine; un interruttore per l'entrata in funzione e l'arresto dell'intero sistema; una spia di allarme per l'eventualità di un'interruzione accidentale del funzionamento; un'altra spia che si illumina quando il velivolo scende a quote molto basse; un pulsante per il controllo automatico dell'efficienza dell'apparato il quale risulterà in ordine se, premendo questo pulsante, la lancetta del quadrante indicherà una determinata altitudine convenzionale, precedentemente stabilita. Questo controllo può essere effettuato sia in volo, sia a terra.
Il sistema di antenne è particolarmente leggero e compatto.
Il radioaltimetro STR.70-P offre una garanzia di particolare sicurezza oltre che per le possibilità di controlli durante il suo funzionamento anche per la sua composizione modulare e a circuiti integrati allo stato solido, la quale assicura compattezza e rapidità di sostituzione per ognuna delle parti.
Nel corso delle dimostrazioni all'aeroporto della Malpensa è stato anche illustrato il funzionamento di antenne per comunicazioni ad onde corte del tipo « a nicchia », il cui principio di funzionamento consiste nello sfruttare la fusoliera metallica del velivolo alimentandola a radiofrequenza in un determinato punto ad alta intensità di corrente. Ciò avviene per mezzo di una particolare interruzione nella struttura metallica (la cosiddetta « nicchia ») che viene poi ricoperta con una cappotta in fibra di vetro.
Come si è detto, le dimostrazioni sono state organizzate e seguite dalla Face Standard di Milano, anch'essa produttrice di apparecchiature — sia di bordo, sia di terra — per la radioassistenza al volo. Fra le apparecchiature di terra, la più recente è il radiofaro DME (Distance Measuring Equipment) tipo FSD.2. Sviluppato e realizzato completamente nei laboratori milanesi della Face Standard da tecnici italiani, questo radiofaro viene oggi prodotto in concorrenza con un solo altro fabbricante in tutto il mondo ed è stato finora adottato, oltre che in Italia, in 15 paesi dislocati in cinque continenti.
Per le apparecchiature di bordo, la Face Standard partecipa alla costruzione del velivolo militare nazionale F. 104 S, con la fornitura del sistema di navigazione TACAN.

dott. A. Recla

Unità analogiche, criteri d'impiego, costituzione e funzionamento (*)

Ogni problema che si può risolvere col procedimento di calcolo analogico, è risolvibile pure, entro determinati limiti di tempo e di precisione, anche con sistemi digitali. I metodi di calcolazione sia digitali che analogici, hanno i loro vantaggi specifici. Col metodo digitale è possibile aumentare pressocché a volontà la precisione nei calcoli complicati, come integrazioni, però richiede un tempo piuttosto lungo per il calcolo ed una apparecchiatura costosa, per cui le unità analogiche risolvono un calcolo più facilmente. D'altra parte però con queste, la precisione non aumenta così velocemente come coi calcolatori digitali. Il calcolo analogico invece permette di avere una chiara rappresentazione ed una facile variazione delle grandezze determinanti. Perciò il calcolatore analogico è il simulatore ideale per la fisica e la tecnica. Qui di seguito verranno trattate anzitutto le sue unità e le sue possibilità, mentre risulta di secondaria importanza se le unità dei circuiti analogici sono equipaggiate con valvole, transistori o con circuiti integrati.

(*) *Radio Mentor*, ottobre 1969, pag. 705.

1. - CALCOLATORI ANALOGICI E UNITA'

L'industria nel settore dei calcolatori analogici offre dei tipi di calcolatori universali convenientemente. Questi sono programmati in modo che permettono di associare gli elementi di calcolo a circuiti calcolatori desiderati.

Un esame dei calcolatori analogici del commercio con gli elementi di calcolo è visibile in fig. 1.

Per arrivare all'impiego universale, tipici sono i calcolatori analogici prodotti dalla AEG - Telefunken. In tale famiglia di calcolatori analogici esiste per ognuno una cassetta e un'unità costruttiva. Le cassette rappresentano, per quanto riguarda gli elementi di calcolo contenuti, delle unità indipendenti per ogni circuito calcolatore. Per questa ragione le cassette si prestano ad essere combinate con altri complessi per formare degli impianti di dimensioni maggiori. Inoltre le possibilità di equipaggiare i calcolatori sono così elastiche, che i problemi esistenti nelle varie categorie possono venire risolti nei vari grossi calcolatori con un'ampia sovrapposizione delle possibilità d'impiego. La tabella 2 riassume queste sovrapposizioni per le possibilità d'impiego ed enumera le possibilità di equipaggiamento.

L'impiego di calcolatori analogici prodotti in serie presenta qualche vantaggio, ad es. l'elevata comodità d'impiego e la sicurezza dei dati forniti. Tuttavia vi sono dei casi di calcolazione analogica nei quali è indispensabile e vantaggioso che la costruzione dei calcolatori simulatori e circuiti regolatori, venga effettuata in proprio.

Così ad es.:

il circuito calcolatore deve venire impiegato per un unico scopo, per es. per regolazione;

oppure il numero degli elementi di calcolo necessari è così piccolo che un calcolatore universale di per sé non risulterebbe vantaggioso dal lato economico;

oppure è necessario un calcolatore speciale con equipaggiamento estremamente particolare;

oppure un calcolatore o il circuito di

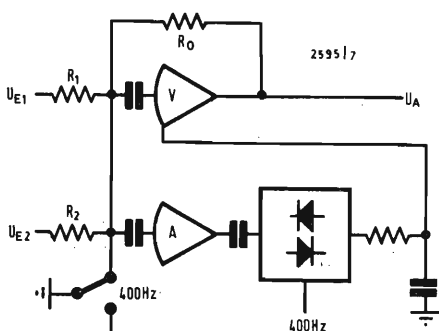



Fig. 1 - Principio dell'amplificatore operazionale stabilizzato con chopper.

Tabella 1 - *Unità di un normale calcolatore analogico; simboli, denominazione e funzioni matematiche.*

SIMBOLO	DENOMINAZIONE	OPERAZIONE
y_e — y_a	Amplificatore di calcolo Amplificatore operazionale	$y_a = -Vy_e$ $V \gg 1$
y_e — a — y_a	Potenziometro	$y_a = ay_e$ $0 \leq a \leq 1$
y_{e1} … y_{en}, c_1 … c_n — y_a	Addizionatore (amplificatore addizionatore)	$y_a = -\sum_{i=1}^{n} c_i\, y_{ei}$
y_{e1} … y_{en}, c_1 … c_n, $-y_0$, k_0 — y_a	Integratore (amplificatore integratore addizionatore)	$y_a = -k_0 \int_0^t (\sum_{i=1}^{n} c_i\, y_{ei}) dt^* + y_0$
y_e — y_a	Elementi di calcolo non lineari comuni	
y_e — FG — y_a	Generatore di funzioni	$y_a = f(y_e)$
y_{e1}, y_{e2} — M — y_a	Moltiplicatore	$y_a = y_{e1} \cdot y_{e2}$
y_{e1}, y_{e2}, y_{s1}, y_{s2} — y_a	Comparatore	$y_a = y_{e1}$ für $y_{s1} + y_{s2} > 0$ $y_a = y_{e2}$ für $y_{s1} + y_{s2} < 0$

Tabella 2 - *Scopi e costituzione di una famiglia di calcolatori analogici.*

Impiego principale	Trattazione di semplici problemi dinamici					
	Indagine di grandezze fisiche					
	Simulatori per processi e per impianti					
	Scopi didattici Risoluzione di problemi vasti e complicati con maggior precisione in tutti i settori fisici, fisici-medico-biologici. Rappresentazioni con modelli e risoluzioni di problemi di ottimalizzazione in tutti i settori tecnici, fisico-tecnici, chimici e biologici e medicinali.					
	Risoluzione di equazioni integrali e di problemi marginali. Esecuzioni di problemi di calcolo iterativi, otimalizzazione di parametri e ricerche statiche. Questi tipi possono fare parte di un sistema di calcolo ibrido. Risoluzione di problemi particolarmente ampi con maggiore precisione.					
Numero dei più importanti elementi di calcolo	Amplificatore calcolatore	23	23	124	106	140
	Potenziometri a coefficiente	20	19	66	84	100
	Comparatori	2	2	10	10	10
	Moltiplicatore parabolico	4	6	18	18	32
	Generatori di funzioni	2	2	8	8	8
	Risolutori	—	—	2	2	4
	Tipo	RAT 700	RA 742	RA 770	RA 775	RA 800 HIBRID

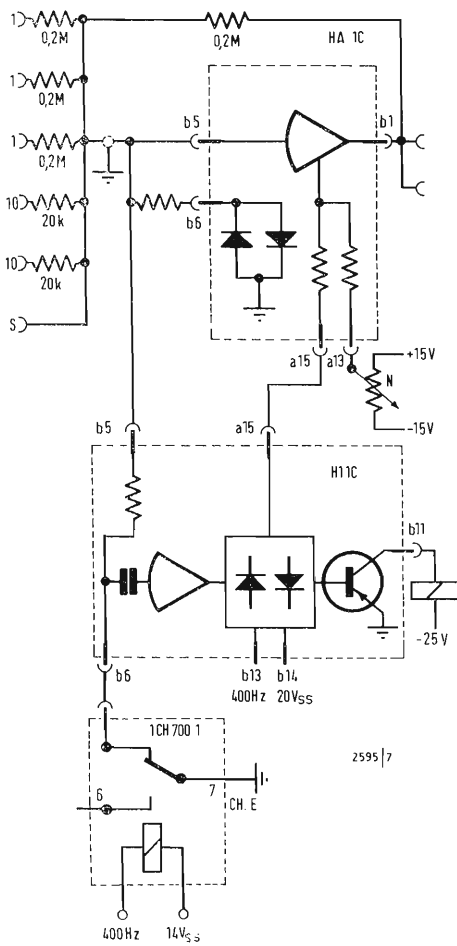



Fig. 2 - Suddivisione dell'amplificatore in due unità separate.

calcolo deve essere costruito insieme con un'altra apparecchiatura.

È perciò molto importante che grandi Case costruttrici comprendano nella produzione di serie dei loro calcolatori analogici anche unità separate e che le mettano in commercio per esempio nel quadro di un « sistema costruttivo di unità per dati analogici e per elaborazione di misure » assieme a tutte le unità dei relativi componenti.

Così un sistema composto di unità, le cui parti costituenti derivano da ragioni di attrezzatura le più adatte ai calcolatori universali, si articola non solo su elementi di calcolo, ma parzialmente sulle unità fondamentali attive e passive. Perciò con vari dispositivi a reti e con amplificatori operazionali possono essere effettuate delle somme, differenze, integrazioni, moltiplicazioni e sviluppo di funzioni.

Queste unità vengono prodotte oggi con la tecnica dei circuiti stampati come unità intercambiabili con dimensioni identiche. Per la sistemazione delle unità viene impiegato un magazzino con diverse capacità di contenimento. Le parti del magazzino che servono per ricevere le unità intercambiabili, sono provviste di listelli con molle che possono contenere i corrispondenti circuiti a filo. È possibile montare il magazzino in custodie e scaffali intercambiabili.

Le unità di un tale sistema funzionano con tensioni continue per esempio nel campo da + 10 V fino a — 10 V. Per poter ottenere le tensioni di elevata costanza necessarie per il calcolatore occorrono degli alimentatori di rete regolati elettronicamente aventi oscillazioni non superiori a ± 0,01%. Con alimentatori per amplificatori operazionali si ha un assortimento di alimentatori controllati pure elettronicamente per varie condizioni di carico; così per alimentazione fino a quattro amplificatori e al massimo per dodici.

2. - GLI AMPLIFICATORI

L'amplificatore operazionale rappresenta l'unità fondamentale del sistema. Esso è un amplificatore a corrente continua fortemente controreazionato con elevata amplificazione, elevata resistenza di entrata, piccola resistenza interna e piccolo drift. Per cui la sua amplificazione dipende solo dagli elementi di accoppiamento passivi.

La costanza del punto zero necessaria per l'amplificazione a corrente continua, viene ottenuta per mezzo della cosiddetta stabilizzazione chopper (fig. 1). Il chopper è un vibratore meccanico che modula la tensione di errore che si forma dall'errore di zero dell'amplificatore a corrente continua, con una tensione alternata (circa 400 Hz). La tensione alternata viene amplificata per mezzo di un amplificatore ausiliario privo di drift e infine nuovamente demodulata. Perciò è possibile ottenere una tensione proporzionale al lento andamento della tensione drift ed essa può venire inviata all'amplificatore principale per la compensazione della sua tensione di errore.

L'amplificatore fondamentale e l'amplificatore ausiliario sono montati su due unità separate intercambiabili come in fig. 2. Il chopper è parimenti intercambiabile e ha due contatti, cosicchè un solo chopper può essere utilizzato per due amplificatori.

Inoltre la combinazione dell'amplificatore principale e di quello ausiliario rappresenta con il chopper l'unità amplificatrice operazionale. La presenza dell'amplificatore ausiliario può perciò essere considerato in generale sia con i simboli sia coi contrassegni. Nel sistema sono disponibili tre diversi amplificatori operazionali di diverse bande passanti e diverso contenuto di drift.

Per « amplificatore aperto » s'intende un amplificatore operazionale senza controreazione. L'amplificatore si inserisce solo con una rete di entrata. Gli amplificatori aperti vengono impiegati con circuiti speciali a diodi (limitazioni, isteresi, rappresentazioni di valori assoluti...) e con circuiti nella cosiddetta tecnica operazionale implicita (circuiti di divisioni, rappresentazioni di funzioni inverse o soluzioni di sistemi di equazioni date implicitamente).

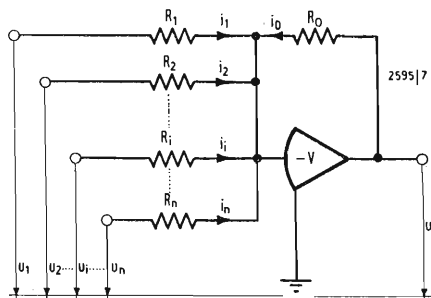



Fig. 3 - Addizionatore.

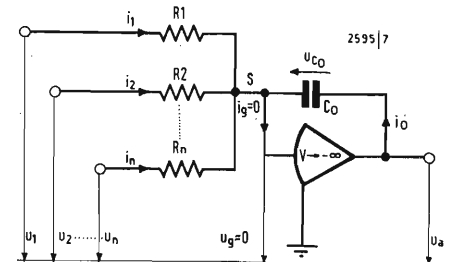



Fig. 4 - Circuito integratore.

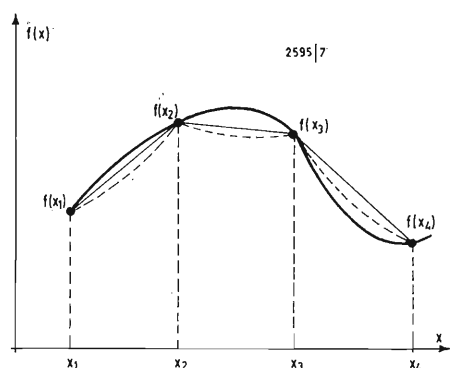



Fig. 5 - Curva di interpolazione sui tratti di un poligono.

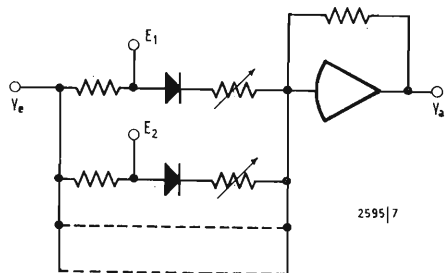



Fig. 6 - Circuito generatore di funzioni.

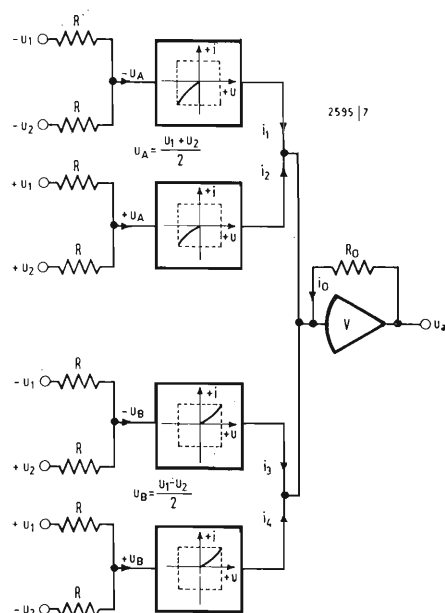



Fig. 7 - Schema di principio di un moltiplicatore a parabola.

3. - STADI CALCOLATORI

Il circuito di un *addizionatore* è caratterizzato dalla resistenza (R_0) posta in controreazione nell'amplificatore operazionale sec. la fig. 3. Le tensioni da sommare vengono inviate all'entrata ($R_1 ... R_n$). Il rapporto del loro valore resistivo rispetto alla resistenza di controreazione fornisce il fattore di valutazione per l'entrata. Ogni singola grandezza in entrata viene moltiplicata nel circuito addizionatore per un fattore di valutazione fisso.

In un calcolatore costruito per impiego universale le entrate somma vengono previste di massima per fattori di valutazione da 1 a 10. Per scopi speciali però si possono anche scegliere altri valori a volontà.

Il circuito di un integratore, fig. 4, si differenzia da un addizionatore perchè al posto della resistenza di controreazione si trova un condensatore di controreazione, dovendosi impiegare dei dispositivi di comando per l'inizio e la fine dell'integrazione. Il sistema della rete di entrata rimane invariato. L'andamento dell'integrazione viene perciò espletato con una funzione di addizione. Il sistema di funzionamento dell'integratore si basa sulla legge della carica secondo la quale il valore della carica immagazzinata in un condensatore equivale all'integrale durante la carica.

Per mezzo di un corrispondente rapporto del valore del condensatore di integrazione rispetto alla resistenza di entrata si scelgono le costanti di integrazione desiderate. Il valore iniziale dell'integrazione viene ottenuto per mezzo della carica del condensatore su una determinata tensione prima dell'integrazione. Per la determinazione dell'inizio e della fine dell'integrazione, servono due relais eccitati esternamente a mezzo di un temporizzatore.

Gli *amplificatori di inversione* vengono richiesti quando l'andamento di tensione in un punto determinato del circuito calcolatore deve variare le polarità. Perciò essi sono spesso utili poichè fondamentalmente ogni amplificatore operazionale, e perciò anche gli addizionatori, gli integratori o i generatori di funzioni, invertono la polarità fra l'entrata e l'uscita. Questa dipende non solo dalla tensione di entrata di un circuito, ma anche dal numero degli elementi di calcolo inseriti uno con l'altro con amplificatori operazionali. Amplificatori di inversione speciali hanno invece una sola entrata per sommare e integrare. Talvolta è possibile abolire gli amplificatori di inversione anche per mezzo di una scelta speciale dei circuiti di calcolo.

I generatori di funzioni forniscono alla tensione di calcolo un andamento corrispondente ad una certa funzione prestabilita. I generatori di funzioni col sistema ad unità sono composti da reti di generatori di funzioni a diodi e da amplificatori operazionali. Il funzionamento di tale disposizione a rete si basa sulle proprietà della caratteristica del diodo relativa anzitutto al punto di conduzione u_k presentata su un percorso in salita. La pendenza dipende dalla resistenza diretta del diodo e dal valore della sua resistenza di polarizzazione. Essa è perciò regolabile e variabile a mezzo di una appropriata scelta di questa. Le funzioni desiderate vengono rappresentate da una serie di rette susseguentisi di diversa pendenza, perciò con un poligono (fig. 5). L'adattamento alla curva prefissata risulta naturalmente migliore quanto maggiore è il numero dei tratti costituenti il poligono. Per richieste di varie precisioni si usano reti con unità intercambiabili con combinazioni di più o meno diodi. Naturalmente si possono impiegare anche più unità intercambiabili interconnesse per ottenere un poligono costituito da più lati.

La successione delle rette ricavate dalle caratteristiche dei diodi viene ottenuta con tensioni di polarizzazione diverse graduando i punti di conduzione. La gradazione determina il numero più o meno grande di diodi impiegabili in una catena generatrice di funzioni in dipendenza della tensione di entrata e delle polarizzazioni dei diodi.

Se per esempio la tensione esistente all'entrata del circuito generatore di funzioni rappresentato in fig. 6 aumenta in modo continuo, entra in funzione anzitutto la combinazione formata da una resistenza e un diodo, successivamente anche la seconda, un po' più tardi la terza e così via.

Un completo sistema di unità comprende anche dispositivi a reticolo per determinate funzioni per esempio seno, coseno e funzioni quadratiche, quelle cioè che si possono inserire in un dato poligono.

Il moltiplicatore a parabola (fig. 7) utilizza il cosiddetto procedimento a due parabole nel quale la moltiplicazione viene effettuata con una semplice relazione algebrica con operazioni facilmente realizzabili di somma e differenza e così pure elevazione al quadrato. L'elevazione al quadrato avviene per mezzo di reti a diodi con caratteristiche quadratiche che si chiamano parabole. Le grandezze di entrata (u_A e u_B) devono essere portate ai dispositivi di rete con ambedue le polarità.

I *comparatori* servono per il confronto di due tensioni. L'amplificatore comparatore è un amplificatore aperto la cui tensione di uscita viene limitata su un determinato valore per mezzo di diodi polarizzati. Per la commutazione del comparatore vengono impiegati relais veloci con un'elevata sensibilità di risposta.

La velocità di commutazione di un siffatto comparatore risulta limitata dalle proprietà meccaniche del relais. Nei calcolatori veloci vengono perciò usati dei comparatori nei quali il relais meccanico è sostituito da un commutatore elettronico. I sistemi costruttivi presentano comparatori sia con relais meccanici che con commutatori elettronici. Oltre a questi esistono delle unità intercambiabili con relais indipendenti o commutatori elettronici che possono venire connessi a comparatori di amplificatori operazionali normali.

Sistema tecnicamente avanzato di comunicazione via satellite per i servizi militari britannici.

Una panoramica della stanza di controllo di Oakhanger, Inghilterra del Sud, sede principale dell'avanzato sistema di comunicazioni via satellite, che viene considerato il più tecnicamente avanzato del mondo per quanto riguarda le comunicazioni militari, e che serve tutte le divisioni dei servizi militari Britannici attraverso una rete di comunicazioni che si estende dall'Atlantico al lontano Oriente.

Il nuovo sistema « Skynet » è stato progettato interamente dal Ministero della Tecnologia Britannico e realizzato da industrie elettroniche Britanniche. Esso comprende due satelliti e nove stazioni terrestri ed è in grado di fornire comunicazioni duplex esenti dai disturbi atmosferici che spesso caratterizzano i convenzionali collegamenti radio ad alta frequenza. Entrambi i satelliti, dei quali uno è operante e l'altro di riserva, orbiteranno la terra a circa 23.000 miglia di altezza sopra l'Oceano Indiano. Cinque delle stazioni terrestri saranno in luoghi fissi, due verranno installate sulle navi da guerra della Royal Navy, «Fearless» e « Intrepid », e due stazioni mobili trasportabili per via aerea saranno a disposizione per improvvise necessità in casi contingenti. L'intero sistema, che comprende la stazione spaziale di controllo, sarà fatto funzionare dalla Royal Air Force presso la stazione di Oakhanger, ed entrerà pienamente in funzione verso l'inizio del 1970.

Ludovico De Luca

Le qualità accessorie del suono

I - Volume e distribuzione dell'immagine acustica

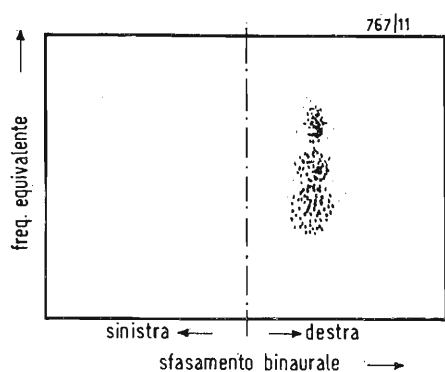



Fig. 1

1. - INTRODUZIONE

Nel gruppo delle qualità *accessorie* possiamo raccogliere tutte quelle qualità della sensazione acustica che non sono *essenziali* per la sensazione stessa e non sono *caratteristiche* nei riguardi della sorgente sonora. Esse esprimono in generale l'effetto delle varie alterazioni subite dal segnale tra la sorgente e l'ascoltatore. La loro utilità si rivela in più modi: migliorando il rapporto segnale-disturbo, rendendo più riposante l'ascolto, permettendo la localizzazione della sorgente e fornendo informazioni sull'ambiente di provenienza del suono. La loro importanza nel campo tecnico può essere riassunta dicendo che, mentre le qualità essenziali costituiscono, in un certo senso, la materia prima della sensazione acustica e quelle caratteristiche intervengono principalmente nella sintesi dei suoni, le qualità accessorie rappresentano il banco di prova per ogni impianto sonoro.
Un legame unitario tra le varie qualità accessorie, che le distingue ulteriormente da quelle degli altri due gruppi, si trova nel fatto che esse si manifestano *tutte* nell'aspetto *esterno* dell'immagine acustica, a differenza delle qualità essenziali che restano tutte all'*interno* e di quelle caratteristiche che si trovano quasi interamente all'interno.
In questa prima parte cercheremo quindi di formarci innanzitutto un'idea della presentazione tridimensionale dell'immagine acustica, per passare poi a una descrizione preliminare delle qualità accessorie direttamente connesse con il volume e con la distribuzione dell'immagine stessa nelle sue tre dimensioni.
Nella seconda e nella terza parte, seguendo un criterio di divisione soprattutto pratico, verranno invece esaminate più in dettaglio rispettivamente le qualità accessorie legate in modo particolare con l'ambiente e quelle legate con il mezzo di riproduzione.

2. - MODELLO DI PRESENTAZIONE TRIDIMENSIONALE

Il sistema di percezione binaurale è capace di fornire, in ogni istante, un quadro di presentazione acustica a due dimensioni. In fig. 1 la dimensione orizzontale del quadro rappresenta lo sfasamento binaurale e corrisponde, più o meno, alla direzione della sorgente (rispetto al piano mediano dell'ascoltatore); la dimensione verticale rappresenta la frequenza equivalente degli stimoli acustici percepiti. Per ogni stimolo acustico viene così a formarsi una immagine piana, ciascun punto della quale consiste di una terminazione nervosa, eccitata in misura proporzionale all'*intensità* della sensazione in quel punto. Se consideriamo il sistema di percezione come la sovrapposizione di tre reti distinte, una per la tonalità dei toni, una per quella degli impulsi periodici e una per la sottotonalità del rumore, possiamo raffigurarci l'immagine acustica in modo analogo ad una immagine visiva semplificata, risultante cioè dalla somma di tre colori complementari in un solo piano.

A questo quadro acustico, molto più di quello visivo, occorre aggiungere la dimensione del tempo. In caso diverso sarebbe del tutto impossibile riconoscere i segnali brevi da quelli lunghi, nonchè il senso di una parola qualsiasi.

In fig. 2 è indicata una generica immagine acustica in questo nuovo sistema di presentazione a tre dimensioni. Per distinguere tra di loro le due dimensioni orizzontali chiameremo *laterale* quella dello sfasamento e *temporale* quella del tempo. In fig. 3 sono indicati altri due modi possibili per sezionare l'immagine acustica tridimensionale. Il primo (*a*) mette in evidenza le variazioni dell'altezza tonale con il tempo; il secondo (*b*) si riferisce invece alle variazioni della direzione di provenienza con il tempo.

Le sezioni della fig. 2 rappresentano varie immagini acustiche istantanee, disegnate su piani corrispondenti a tempi diversi. Le sezioni più a destra si riferiscono a istanti più recenti. L'intera immagine tridimensionale, quindi, è pensabile come se si muovesse continuamente *verso sinistra*, a cominciare da un certo piano fisso (paragonabile alla porta d'ingresso del segnale) corrispondente al tempo *presente* (per l'ascoltatore); i piani a sinistra di questo rappresentano quella parte della sensazione che ha avuto già una certa durata nel cervello. Essi costituiscono la memoria temporanea, continuamente in via di cancellazione, necessaria per una valutazione d'insieme della sensazione

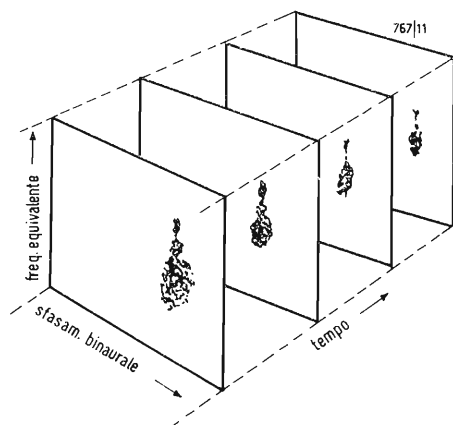



Fig. 2

in corso. Man mano che le immagini parallele della fig. 2 si spostano verso sinistra, è chiaro che nel cervello occorre eseguire una sintesi delle informazioni *utili*, tanto più spinta quanto più lontano ci si trova dall'immagine del presente. Solo in questo modo è infatti possibile realizzare l'economia richiesta per la memoria a lungo termine.

Questo aspetto della percezione ci apparirà più chiaro se immaginiamo di entrare, muniti di poteri eccezionali, nella sala in cui si svolge una conferenza e di arrestare di colpo il corso del tempo. Con l'oratore paralizzato a metà della parola e le onde sonore ferme al punto raggiunto da ciascuna nell'aria, supponiamo (sempre per mezzo degli stessi poteri) di prendere a caso il cervello di un ascoltatore (tra quelli precedentementi svegli) e di esaminarne il contenuto. L'immagine acustica più recente apparirà molto nitida, cioè ricca di dettagli; essa tuttavia è senza significato, perchè non rappresenta altro che un frammento di parola. Le immagini precedenti sono meno nitide, ma le sillabe corrispondenti sono leggibili perchè in parte già sintetizzate in base al loro svolgimento. Le parole e le frasi meno recenti si trovano memorizzate in forma stenografica; da questa memoria possiamo ancora estrarre il senso, ma non il testo esatto del discorso. Della parte ricevuta mezz'ora prima, infine, sono rimasti pochi concetti e qualche impressione generale. Tutti i dettagli delle varie immagini acustiche esaminate a quel tempo, a cominciare dalle qualità accessorie del suono, sono andati *completamente perduti.*

Fig. 3

3. - VOLUME

Una immagine tridimensionale sarà dotata evidentemente di un certo volume. Anche se non è detto che esista sempre una superficie ben definita a segnare il confine tra la parte interna e quella esterna dell'immagine acustica, è intuitivo che oltre un certo limite di rarefazione dell'intensità si possa ritenere finita l'immagine. Questo particolare si presenta con maggiore evidenza nel verso del tempo trascorso; il limite pratico è quello oltre il quale non resta alcuna differenza apprezzabile tra il volume di una certa immagine acustica e il volume di un'altra immagine identica in tutto, tranne il fatto che è cominciata prima. Naturalmente ciò non vuol dire che il soggetto non sappia quale delle due immagini è durata di più; ma la conoscenza del maggior tempo trascorso non equivale ad un aumento di *volume* della sensazione uditiva corrispondente.

Il volume dell'immagine acustica rappresenta la prima qualità accessoria del suono. Pensando a come è costituita l'immagine stessa, appare evidente la differenza che passa tra intensità e volume. Ambedue dipendono dalla stessa qualità fisica del suono, cioè dal livello sonoro ricevuto; mentre l'intensità riguarda i singoli punti all'interno dell'immagine, il volume risulta dall'insieme dell'immagine acustica. Un suono può essere quindi di grandissima intensità e pochissimo volume (come una scarica elettrica d'alta tensione), ovvero di scarsa intensità e largo volume (come un coro sommesso).

Il fatto che la qualità accessoria nota come volume, o spaziosità, del suono coincida con il volume dell'immagine acustica può sembrare troppo semplice. Confrontiamo allora questa definizione con quella data in *Musical Engineering* (McGraw-Hill, New York 1952, p. 260-261) da H. F. Olson (a quel tempo direttore del laboratorio di acustica della RCA e presidente della Società Americana di Acustica), i principali punti della quale sono riassunti qui appresso.

« Volume è il termine usato per descrivere quella qualità soggettiva del suono legata contemporaneamente alla frequenza, al livello, alla durata, al contenuto di armoniche, alla molteplicità delle sorgenti e alle caratteristiche dell'ambiente. Il volume non deve essere confuso con il livello sonoro, rispetto al quale ha un significato molto più vasto. Esso dipende tuttavia dal livello; l'aumento del livello nella riproduzione di un suono contribuisce alla sua spaziosità. L'aggiunta di più suoni fa aumentare il volume. La riverberazione sintetica fa ugualmente aumentare il volume. Maggiore è il numero di armoniche, maggiore è il volume. Il volume aumenta con la risonanza e con il conseguente allungamento del suono. La variazione di frequenza di un suono tipica del vibrato fa aumentare il volume rispetto a un suono costante. Il volume è proporzionale alla durata di un suono: un organo sembra avere sempre un volume maggiore di un pianoforte. La distribuzione spaziale delle sorgenti influisce sul volume: se ad esempio una stessa potenza sonora viene emessa da un grande numero di altoparlanti anzichè da uno solo, il volume appare più grande ».

Per capire in che modo i fattori di questo elenco intervengono sull'immagine acustica, basta raggrupparli secondo la direzione nella quale ciascuno può far aumentare il volume dell'immagine stessa. È allora abbastanza chiaro che il livello, il numero dei suoni contemporanei, il numero delle prime armoniche, la risonanza e il vibrato fanno aumentare l'estensione *tonale* dell'immagine acustica; il livello, la riverberazione naturale, la riverberazione sintetica, la risonanza e la durata caratteristica del suono fanno aumentare l'estensione *temporale*; il livello, la riverberazione naturale e la distribuzione spaziale fanno aumentare l'estensione *laterale* dell'immagine.

L'elenco di Olson, ottenuto certamente senza tener conto dell'immagine acu-

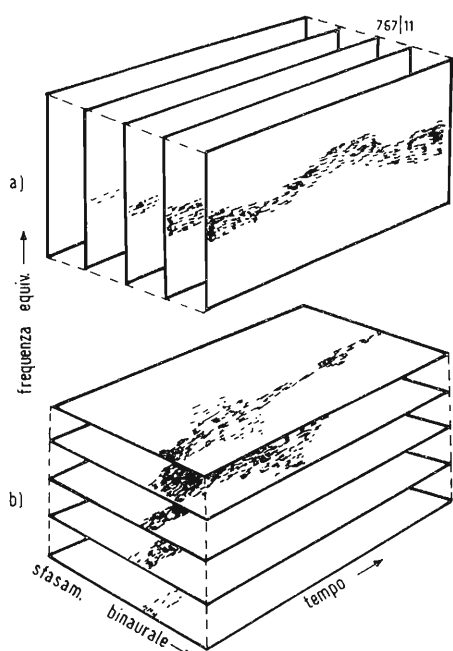
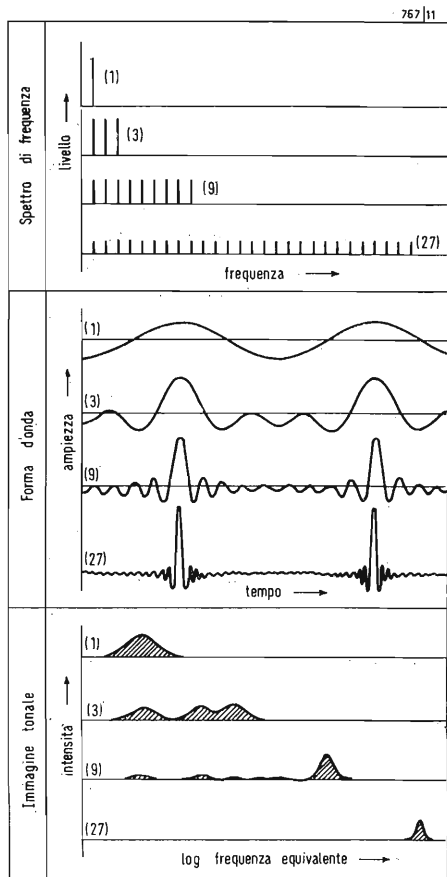



Fig. 4

stica, risulta in perfetto accordo con il modello dell'immagine tridimensionale, compreso il termine *volume*. Difficilmente esso potrebbe essere stato più completo. Tuttavia occorre fare una precisazione sul punto relativo al numero delle armoniche: mentre il volume aumenta con il numero delle armoniche più basse (che possono dare ciascuna un addensamento tonale), non è detto che ciò sia vero in generale. Nei diagrammi comparativi raccolti in fig. 4 possiamo anzi vedere che qualche volta, contrariamente all'opinione comune, *un grande numero di armoniche impoverisce l'immagine tonale* e riduce quindi il volume.

Non dobbiamo neppure pensare, comunque, che un grande volume sia utile in ogni caso. Esso fa diminuire innanzitutto l'intelligibilità: un coro è sempre meno comprensibile di una singola voce. Anche la localizzazione risulta più difficile; se è vero che l'organo è lo strumento che, a parità di livello sonoro, presenta il massimo volume, è anche vero che non si riesce mai a capire (con il solo sistema binaurale) da quale parte provenga il suono dell'organo in una chiesa.

Un suono di grande volume, al quale corrisponde cioè una intensità estesamente distribuita nelle tre dimensioni dell'immagine acustica, ha soprattutto il vantaggio di essere più riposante per l'ascoltatore. Possiamo dire che in tal caso il suono è *diffuso*; nel caso opposto diremo che è *concentrato*.

La concentrazione e la diffusione, relative all'estensione dell'immagine acustica, vanno infine distinte dalla *definizione* e dalla *confusione*, che si riferiscono invece al confine, più o meno nitido, tra l'interno e l'esterno dell'immagine.

4. - DISTRIBUZIONE LATERALE

Le sezioni orizzontali viste in fig. 3*b* rappresentano la distribuzione laterale delle parti di una immagine acustica, che in un segnale complesso possono variare diversamente una dall'altra con il tempo. Per facilitare il nostro esame conviene quindi scegliere uno stimolo impulsivo la cui immagine sia poco estesa nel verso delle frequenze equivalenti, per il quale basta considerare l'immagine laterale ottenuta con una sola sezione passante nel punto di maggiore addensamento.

Tale immagine (fig. 5*a*) apparirà generalmente molto più concentrata all'inizio che nella parte seguente, per varie ragioni: il segnale è molto spesso più forte all'inizio, le prime risposte neurali sono meglio sincronizzate con lo stimolo, manca ancora la controreazione sui rivelatori neurali, manca ancora l'eventuale controreazione nell'orecchio medio.

Accorciando il segnale applicato (fig. 5*b*) la sua immagine si restringe, a causa delle minori false coincidenze nel comparatore, lasciando però immutata la parte iniziale; la *posizione* dell'immagine (indicata nella figura in base al punto di maggiore addensamento) resta quindi la stessa del caso precedente, ben riconoscibile nel verso laterale e nel tempo.

Applicando un segnale con attacco dolce (fig. 5*c*) i primi impulsi neurali saranno poco sincronizzati. Conseguentemente la posizione dell'immagine risulterà meno precisa e in ritardo rispetto ai due casi precedenti. Un risultato analogo si ottiene quando la frequenza equivalente dello stimolo è molto bassa, come nel caso di un tonfo, anche se l'attacco non è dolce; già con un periodo equivalente di 10 ms un errore del 10% è infatti sufficiente a sconvolgere completamente il funzionamento del comparatore binaurale.

Passando ora all'applicazione quasi contemporanea di *due* stimoli simili (le cui immagini sono cioè sezionabili con lo stesso piano orizzontale), osserviamo in fig. 6*a* l'immagine laterale ottenuta quando lo stimolo ricevuto per secondo è tale da dare il massimo addensamento entro la *scia* del primo; i due stimoli saranno percepiti separatamente solo se esiste una notevole differenza di posizione tra i due addensamenti. Un basso livello del secondo stimolo, nonchè la presenza di un rumore di fondo (fig. 6*b*), fanno naturalmente aumentare la differenza di posizione richiesta. Se questa differenza manca e il secondo stimolo è più forte del primo (fig. 6*c*), verrà percepito un solo segnale, il cui *volume* è praticamente quello del secondo stimolo, ma la cui *posizione* è quella del primo (effetto di precedenza). Quando infine due stimoli sono ricevuti contemporaneamente (fig. 6*d*) il comparatore fornisce un solo addensamento nell'immagine laterale, la cui posizione è intermedia a quelle che darebbero i due segnali, se ciascuno fosse ricevuto da solo. In fig. 7 è indicata la differenza di posizione necessaria per la percezione distinta di due stimoli, quando il livello del secondo stimolo è uguale o inferiore a quello del primo.

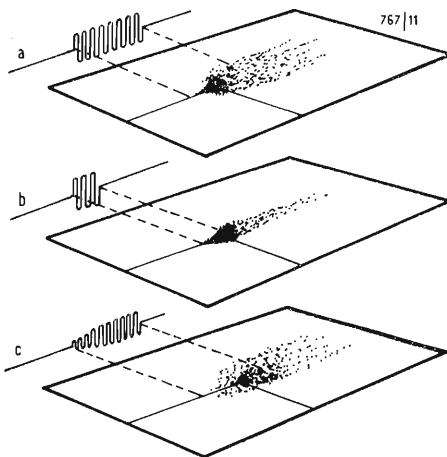
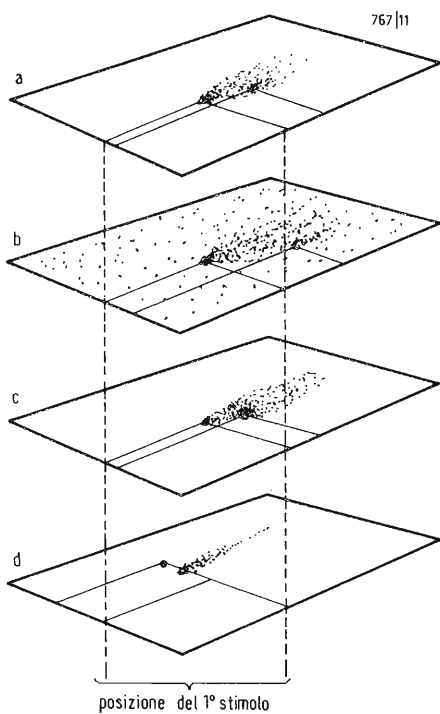
5. - DISTRIBUZIONE TONALE

Abbiamo detto che la dimensione verticale dell'immagine acustica rappresenta la frequenza equivalente dei segnali percepiti. Chiameremo *distribuzione tonale* il modo in cui l'immagine si estende in questa dimensione, per distinguerla dalla distribuzione spettrale (o risposta di frequenza) del segnale sonoro in arrivo; resta inteso che questa distribuzione tonale comprende tuttavia anche l'eventuale parte sottotonale dovuta al rumore.

Così facendo si ottiene una forma semplificata dell'immagine acustica, utile soprattutto per mettere in evidenza il volume, nella quale mancano però alcune dimensioni ausiliarie. Se rinunciassimo ad una delle tre dimensioni dell'immagine, ad esempio il tempo, potremmo includere al suo posto una

Fig. 5

Fig. 6

Fig. 7

delle dimensioni ausiliarie trascurate. In tal caso l'immagine acustica, istantanea, avrebbe l'aspetto indicato in fig. 8. La dimensione verticale è ancora la distribuzione tonale, quella laterale è ancora lo sfasamento binaurale e quella longitudinale è la nuova dimensione ausiliaria. Per scegliere convenientemente quest'ultima dimensione basta chiederci che cosa può essere utile al sistema di percezione acustica per separare tra di loro due segnali, oltre alla dimensione laterale; ovvero, dati due segnali ciascuno formato da più parti tonali e sottotonali (ad esempio due vocali pronunciate contemporaneamente da due persone), possiamo chiederci che cosa può essere utile per *cucire* tra di loro le parti che appartengono al medesimo segnale. Esaminando attentamente l'esempio delle due vocali arriviamo presto alla conclusione che l'*unica* traccia a disposizione per riconoscere che una certa sottotonalità appartiene a un segnale e non all'altro, è data dal fatto che le eccitazioni neurali delle sottotonalità di un segnale si ripetono con la stessa cadenza della tonalità fondamentale (anche se non sempre con la stessa fase).

Se quindi tutte le terminazioni neurali vengono portate a un dispositivo centrale di ritardo, fatto in modo tale da dare alla sua uscita impulsi distribuiti su fili diversi a seconda del tempo che è passato tra una eccitazione in arrivo e quella che l'ha preceduta sulla medesima entrata, è chiaro che tutte le informazioni relative allo stesso segnale vocale, coerenti tra di loro, risulteranno allineate sul medesimo valore di ritardo.

Scegliendo tale valore di ritardo (o autocorrelazione) come terza dimensione dell'immagine acustica, le parti di ciascun segnale risulteranno allineate in una medesima linea verticale, sulla quale sarà visibile la composizione tonale del segnale stesso. Le due dimensioni orizzontali, rappresentando una la direzione di provenienza e l'altra la frequenza di ripetizione fondamentale del segnale, sono entrambe *ausiliarie* per la percezione, in quanto servono soprattutto a separare uno dall'altro i segnali ricevuti contemporaneamente e a migliorare quindi il rapporto segnale-disturbo. Per dire se più elementi della sensazione uditiva fanno parte o no del medesimo segnale acustico abbiamo soltanto alcune prove *indiziarie*: se due elementi si presentano insieme è molto probabile che appartengano allo stesso segnale; così se provengono dalla stessa direzione; ma è soprattutto il fatto di ripetersi con gli stessi brevi intervalli a legare tra di loro gli elementi di un segnale.

Tornando ora alla distribuzione tonale del modello semplificato, dobbiamo notare che essa può venire alterata dalla diversa attenuazione che le singole frequenze equivalenti subiscono nella conduzione e nella propagazione del suono. Qualora la distribuzione del suono originale sia nota, l'ascoltatore potrà accorgersi dell'alterazione e anche riconoscere in alcuni casi la causa dell'alterazione stessa. Talvolta si tratta di un diverso assorbimento alle varie frequenze, come per il suono che passa attraverso le pareti o il pavimento di una abitazione. Tale assorbimento selettivo non va confuso, comunque, con lo smorzamento delle risonanze proprie della sorgente sonora, come accade ad esempio quando il trillo di una sveglia viene soffocato con un cuscino. Altre volte l'alterazione consiste invece nell'aumento della radiazione sonora, diverso alle varie frequenze, dovuto al miglioramento dell'impedenza acustica o all'aggiunta di una vera e propria risonanza. Il primo caso si verifica appoggiando qualunque arnese rumoroso sopra a un tavolo; il secondo parlando sull'imboccatura di un recipiente vuoto.

Un caso particolarissimo di alterazione della distribuzione tonale si trova ascoltando la propria voce. Parte dell'energia passa esternamente dalla bocca all'orecchio, ma con una forte riduzione delle frequenze alte dovuta alla posizione *sbagliata* dell'orecchio per questa particolare sorgente. La parte restante passa internamente, per conduzione, con una diversa attenuazione delle frequenze. Nel 1949 Békésy ha fatto notare, a questo proposito, che la disposizione del timpano è proprio quella che serve a rendere minima la ricezione *complessiva* della propria voce, il che consente a molti animali di emettere urli potenti senza danneggiarsi gli orecchi. Un risultato di tutto ciò è che ciascuno di noi sente la propria voce in modo molto diverso da come la sentono gli altri.

6. - DISTRIBUZIONE TEMPORALE

Se in corrispondenza di ciascuna sezione trasversale indicata in fig. 2 supponiamo di eseguire la somma delle intensità, possiamo rappresentare in un diagramma il modo in cui questa somma varia in funzione del tempo. La curva così ottenuta (fig. 9) non deve essere confusa con quella che rappresenta l'inviluppo della forma d'onda del segnale, sebbene in qualche modo le somigli. La principale differenza tra le due curve consiste nel fatto che l'intensità della sensazione acustica aumenta in modo logaritmico con l'ampiezza del segnale, mentre l'inviluppo aumenta linearmente con l'ampiezza stessa. L'intensità della sensazione, a differenza dell'inviluppo, è legata inoltre alla frequenza del segnale, secondo le curve di udibilità. Tra le altre differenze, basterà infine ricordare che in un segnale composto di due toni *quasi* multipli in frequenza uno dell'altro, l'inviluppo avrà le ondulazioni tipiche del battimento, mentre la distribuzione temporale dell'immagine in genere *non*

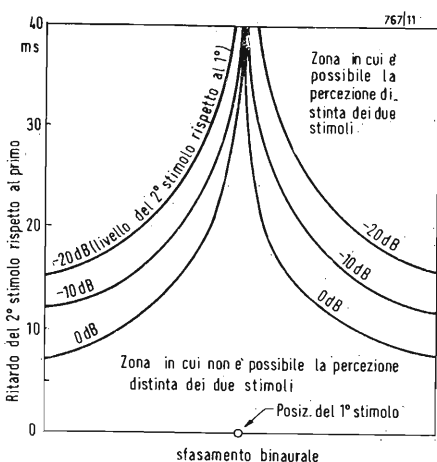
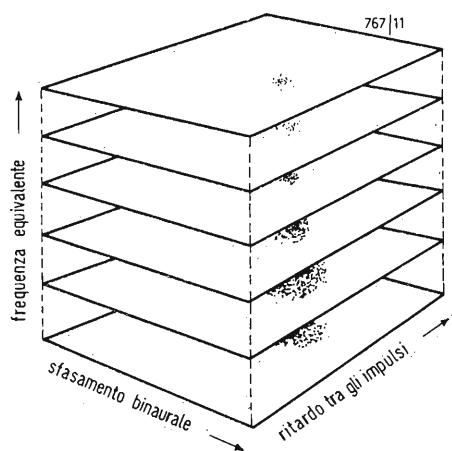



Fig. 8

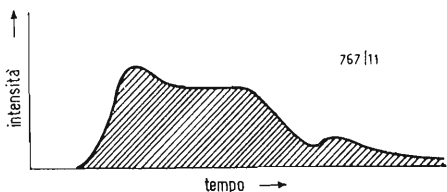



Fig. 9

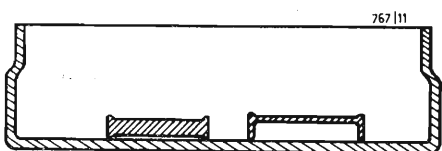



Fig. 10

avrà tali ondulazioni (perchè ottenuta sommando l'intensità di due addensamenti tonali, ciascuno dei quali è costante nel tempo).

Nella distribuzione temporale sono racchiuse le principali qualità accessorie del suono: definizione, diffusione, risonanza, rimbombo, eco e riverberazione.

Essendo legate soprattutto all'ambiente in cui si trova la sorgente sonora, queste qualità verranno esaminate nella parte dedicata appunto all'acustica degli ambienti. Qui ci limiteremo ad un cenno su alcune questioni marginali, dipendenti anch'esse dalla distribuzione temporale del suono.

La separazione temporale tra più segnali acustici, per cominciare, può essere controllata con due tipi di esperimenti: il riconoscimento dell'*ordine*, in cui il soggetto deve stabilire quale di due segnali *diversi* precede l'altro, e il riconoscimento del *numero*, in cui il soggetto deve distinguere la ricezione di un segnale dalla ricezione di più segnali *simili*. Anzichè riportare i principali risultati delle varie prove statistiche, è preferibile descrivere un interessante esperimento messo a punto alcuni anni or sono presso un laboratorio di elettroacustica di Roma. In una scatola circolare di latta, di circa 15 × 100 mm, lo sperimentatore pone una accanto all'altra (fig. 10) una comune moneta da 50 lire e una moneta da 100 lire speciale, cioè cava nella faccia inferiore (non visibile all'osservatore) e con un bordo leggermente rialzato rispetto al normale. Chiusa la scatola, lo sperimentatore la agita diametralmente, *fino a quando sente cambiare la distribuzione temporale del segnale acustico*; in un primo tempo il segnale è dato infatti dall'urto di *due* monete sulle pareti della scatola, mentre in un secondo tempo (quando le due monete si dispongono una dentro l'altra) è dato dall'urto di *una* sola moneta. Aprendo a questo punto la scatola, lo sperimentatore mostra la sparizione della moneta da 50 lire (offerta o scommessa dall'osservatore occasionale) e intasca la doppia moneta restante.

Oltre a questo piccolo vantaggio pratico, l'esperimento fornisce alcuni particolari istruttivi. Ad esempio, l'opportunità di smorzare in giusta misura la risonanza della scatola, con la stessa mano che l'agita, in modo da facilitare la percezione temporale del numero, per ogni corsa della scatola stessa. Un altro punto notevole è che in genere l'osservatore, distratto dalla parte *visiva* dell'esperimento, non presta la dovuta attenzione alla parte acustica e quindi non si accorge della variazione temporale che a un certo punto avviene. Il terzo particolare è quello di dimostrare, in modo semplice e convincente, che con un minimo di esercizio il nostro sistema di percezione è in grado di riconoscere lo sdoppiamento di uno stimolo acustico sulla sola base del tempo, anche quando la differenza tra due picchi è inferiore a 20 millisecondi.

A questo punto dobbiamo tornare ancora sul fenomeno della risonanza, che interviene non soltanto nella distribuzione tonale, ma anche in quella temporale. Mediante la risonanza, acustica o meccanica, si riesce infatti a prelevare una parte dell'energia dalla sorgente, per restituirla *più tardi*, in modo da aumentare il volume del suono stesso. Il fatto di mettere una cassa di risonanza sotto al piano di una chitarra o sotto le aste di un vibrafono, non equivale certo ad una amplificazione di potenza; ma l'allungamento del suono può essere utile per l'orecchio. In questi casi non c'è sempre un limite preciso tra qualità accessorie e qualità caratteristiche; mentre la cassa della chitarra appartiene chiaramente allo strumento e non all'ambiente (perchè non sarebbe possibile suonare con le sole corde lasciando la cassa altrove), in molti altri casi è difficile dire quando una alterazione tonale (o temporale) finisce di essere caratteristica per diventare accessoria o viceversa. Ciò accade in particolare con le sordine e con qualunque cavità messa occasionalmente vicino a una sorgente sonora per variarne il funzionamento.

Per praticità, classificheremo come caratteristiche quelle alterazioni che cambiano il suono tipico di una sorgente in modo legato più alla sorgente che al mezzo di alterazione. Con una mano nel padiglione di una tromba, ad esempio, il suono è ancora quello caratteristico della tromba (e non della mano). In altri casi la parte accessoria della sensazione acustica è tuttavia talmente preponderante da essere scambiata comunemente per caratteristica. Un esempio notissimo è il tuono; ora è chiaro che la sorgente del segnale sonoro prodotto da una scarica atmosferica è il violento riscaldamento (ed espansione) dell'aria attraversata dal fulmine. La vera parte caratteristica del segnale è dunque dello stesso tipo (salvo il diverso livello) delle scariche elettriche ad alta tensione tra due elettrodi. Data la presenza delle nubi, tale segnale viene però accompagnato da una serie di riflessioni nube-nube e nube-terra, il cui addensamento tonale è massimo intorno ai 200 Hz e la cui distribuzione nel tempo è talmente lunga e *caratteristica*, da diventare la parte principale dell'intero segnale.

7. - LOCALIZZAZIONE

Il riconoscimento del punto di provenienza di un segnale acustico, cioè la localizzazione, si basa non soltanto sull'azione del comparatore binaurale, ma su parecchi altri elementi. Tra questi ci limiteremo a ricordare l'effetto dell'alterazione tonale dell'immagine acustica nella valutazione della distanza e il contributo dato dalle qualità accessorie legate all'ambiente dal quale proviene il segnale.

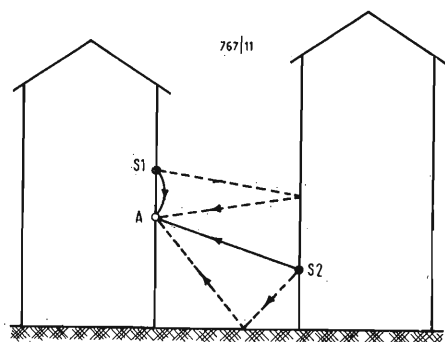



Fig. 11

Il principale elemento utilizzato nella valutazione della distanza è ovviamente l'intensità della sensazione, riferita al tipo di segnale ricevuto di volta in volta. Se l'intensità di un bisbiglio è uguale a quella di un urlo, è chiaro che al primo corrisponde una sorgente molto più vicina del secondo. Accanto a questa traccia, basata in parte sul buon senso e in parte sull'abitudine, vi è la possibilità di riconoscere, in modo del tutto automatico, le alterazioni della normale distribuzione tonale del segnale. Dato che le frequenze equivalenti più basse emesse da una sorgente sono generalmente meno direttive di quelle alte, è chiaro che alle piccole distanze la proporzione delle frequenze ricevute cambia notevolmente non appena il soggetto si allontana dalla sorgente; in altre parole, se l'orecchio dell'ascoltatore si allontana di un metro dalla sorgente, la diminuzione di livello delle frequenze basse è maggiore della diminuzione di livello delle frequenze alte (purchè naturalmente l'ascoltatore si mantenga nella direzione per la quale le frequenze alte sono direttive).

Alle grandi distanze accade invece il fenomeno opposto: le frequenze equivalenti alte, per le quali l'attenuazione dell'aria è maggiore, risultano tanto più attenuate rispetto a quelle basse quanto più ci si allontana dalla sorgente. I due fenomeni possono essere così riassunti: se a una distanza media da una sorgente, per esempio due metri, l'immagine acustica percepita ha una certa distribuzione tonale, un grande allontanamento (in aria libera) porta come conseguenza ad una diminuzione dell'intensità relativa nella zona delle frequenze più alte (più o meno oltre 3000 Hz), mentre un avvicinamento porta come conseguenza ad un aumento dell'intensità relativa nella zona delle frequenze più basse (per le quali la distanza dalla sorgente è paragonabile alla lunghezza d'onda).

Ancora sulla valutazione della distanza possono influire altri elementi connessi con le riflessioni dell'onda sonora sull'ascoltatore e con il rumore di fondo della sorgente. Una sorgente acustica che si trovi a pochi centimetri dall'orecchio dell'ascoltatore, determina per esempio una serie di riflessioni entro il padiglione dell'orecchio stesso, facilmente riconoscibile rispetto a un segnale semplice. Il rumore di fondo generato dalla sorgente assieme al segnale, analogamente, può indicare una distanza relativamente breve. La ricezione nitida di uno stimolo acustico, completa di tale rumore, è comunemente legata all'impressione di *presenza* della sorgente. Se con il suono di uno zufolo sentiamo anche il soffio del suonatore e il rumore con il quale il suo piede segna il tempo sul terreno, vuol dire che ci troviamo alla sua presenza.

Se invece lo stesso suono di zufolo ci raggiunge dal fondo di una valle, fino ad un'altura silenziosa, esso avrà certamente perduto tutti i rumori che l'accompagnano e quindi al senso di *presenza* si sostituisce quello di *lontananza*. I suoni che in montagna si ricevono da lontano sono appunto caratterizzati dall'aver perduto le frequenze equivalenti più alte (per l'attenuazione dell'aria), le frequenze più basse (per l'assenza delle riflessioni che normalmente le rinforzano) e i rumori di fondo che in genere li accompagnano. La purezza di tali suoni è tale da farli sembrare talvolta irreali, come se fossero ascoltati in sogno. Qualcosa di analogo, almeno per quanto riguarda il rumore di fondo, accade del resto in treno, quando un cambiamento di pressione ci mette per un certo tempo gli orecchi quasi fuori servizio; l'aumento della soglia di udibilità è tale da poter sentire ancora la voce degli altri viaggiatori, ma senza tutti gli altri deboli stimoli acustici che rappresentano la condizione normale. Anche in questo caso la percezione è alquanto irreale; non appena le trombe di Eustachio riportano all'efficenza il sistema uditivo, il brusco ritorno alla normalità non è tanto caratterizzato da un aumento del livello sonoro ricevuto, quanto dalla ricomparsa del rumore di fondo. Con questo rumore torna anche la sensazione di *presenza* dell'ambiente che ci circonda.

Passando ora alla parte svolta dall'ambiente sulla localizzazione, esaminiamo per primo il caso in cui sorgente e ascoltatore si trovano nella stessa stanza. Il disturbo delle riflessioni sul comparatore viene in gran parte ridotto dall'effetto di precedenza, dato che l'onda diretta (proveniente dalla direzione giusta) raggiungerà l'ascoltatore certamente *prima* di qualsiasi onda riflessa dalle pareti. L'intervallo tra i picchi della distribuzione temporale, inoltre, può indicare a un orecchio esercitato se la sorgente si trova al centro della stanza oppure vicino a una parete. È noto che questa possibilità viene usata dai ciechi, specialmente con l'aiuto del *breve* rumore impulsivo di un bastone battuto sul pavimento, per valutare la *propria* posizione rispetto alle pareti di un locale. La presenza di molte riflessioni, in un locale riverberante, può infine servire per apprezzare indirettamente la distanza tra sorgente e ascoltatore: una maggiore definizione indica infatti un migliore rapporto d'intensità tra suono diretto e suono riflesso, vale a dire una sorgente più vicina. Tuttavia una certa confusione dell'immagine acustica non basta per valutare questa distanza, se non si conosce già la riverberazione dell'ambiente, esattamente come nelle zone nebbiose non si può valutare una distanza in base alla sola confusione dell'immagine visiva, senza sapere quanto è fitta la nebbia.

Quando sorgente e ascoltatore si trovano in ambienti diversi, il sistema binaurale finisce il suo compito e la localizzazione resta affidata quasi interamente alle qualità accessorie relative alla stanza di provenienza del suono. La risonanza in un locale ristretto è sufficiente talvolta a indicare tale provenienza; altre volte è invece il tempo di riverberazione, molto più lungo in una stanza vuota che in quelle occupate normalmente. Data la scarsità di ampi locali vuoti nelle abitazioni moderne, quest'ultima qualità accessoria si limita generalmente al riconoscimento dei suoni che provengono dal vano delle scale. Anche il cortile e la strada, comunque, possono essere considerati acusticamente come ambienti; i muri delle case che in essi si fronteggiano sono infatti spesso così estesi, regolari e lontani uno dall'altro, da dar luogo a riflessioni notevoli. In fig. 11 è indicato schematicamente il percorso dell'onda diretta e della prima onda riflessa che, provenendo da due sorgenti disposte diversamente in un cortile, raggiungono l'ascoltatore attraverso la finestra *A*. In base alla sola distribuzione temporale del suono, l'ascoltatore può distinguere un caso dall'altro; nella figura si vede infatti chiaramente che la sorgente *S*1 dà luogo a una riflessione molto più ritardata rispetto alla sorgente *S*2. In modo analogo è possibile eseguire, attraverso un'altra finestra, la localizzazione dei rumori che provengono dalla strada. In quest'ultimo caso il maggiore rumore di fondo, nonchè le condizioni di assorbimento variabili con l'occupazione del piano stradale, riducono naturalmente la precisione ottenibile; il rapporto geometrico tra i vari percorsi delle onde sonore resta comunque il medesimo che abbiamo visto per la finestra sul cortile.

(*continua*)

continua dal n. 1, gennaio 1970, pag. 37

Ing. G. Giulay - Torino

4) *Analisi quantitativa del circuito*

L'equazione differenziale del circuito è, come si è visto:

$$\frac{d\psi}{dt} + \omega_c F(p) \operatorname{sen} \psi = \Delta\omega \qquad (1)$$

Per il filtro di fig. 1 (v. n° 1 pag. 37 - 1970)

$$F(p) = \frac{1 + pxT}{1 + p(1 + x)T};$$

ponendo

$$x = \frac{m}{1 - m} \quad \left(\text{ossia } m = \frac{x}{1 + x}\right)$$

si ha:

$$F(p) = \frac{1 - m + pmT}{1 - m + pT} = m + \frac{1 - 2m + m^2}{1 - m + pT}$$

Sostituendo quest'ultima espressione di $F(p)$ nella (1), si ottiene:

$$\frac{d\psi}{dt} + m\omega_c \operatorname{sen} \psi + \left[\frac{1 - 2m + m^2}{1 - m + pT}\right] \omega_c \operatorname{sen} \psi = \Delta\omega,$$

ossia

$$\frac{d\psi}{dt} + m\omega_c \operatorname{sen} \psi = \Delta\omega - \left[\frac{1 - 2m + m^2}{1 - m + pT}\right] \omega_c \operatorname{sen} \psi \qquad (11)$$

La (11) è uguale a quella valida per il circuito semplificato, salvo che qui il 2° membro dell'equazione è quello indicato, mentre per il circuito semplificato è puramente $\Delta\omega$.

La quantità

$$\Delta\omega - \left[\frac{1 - 2m + m^2}{1 - m + pT}\right] \omega_c \operatorname{sen} \psi$$

rappresenta perciò l'errore di accordo istantaneo, che si riduce coll'approssimarsi dell'agganciamento. Ponendo uguale a ω tale quantità, l'equazione differenziale diviene:

$$\frac{d\psi}{dt} + m\omega_c \operatorname{sen} \psi = \omega \qquad (12)$$

Utilizzando il risultato ottenuto per il circuito semplificato, il valor medio di $m\omega_c \operatorname{sen} \psi$ in un ciclo della nota di battimento, vale:

$$m\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi} = \bar{\omega} - (\bar{\omega}^2 - m^2\omega_c^2)^{1/2}$$

dove $\bar{\omega}$ è l'errore medio di accordo. Nel circuito semplificato questa quantità era naturalmente costante. Qui essa aumenta al diminuire di $\bar{\omega}$. Dalla relazione

$$\omega = \Delta\omega - \left[\frac{1 - 2m + m^2}{1 - m + pT}\right] \omega_c \operatorname{sen} \psi \qquad (13)$$

si deduce il valor medio di ω:

$\bar{\omega} = \Delta\omega$ — valor medio di

$$\left[\frac{1 - 2m + m^2}{1 - m + pT}\right] \omega_c \operatorname{sen} \psi$$

L'ultimo termine del 2° membro è il valor medio dello sfasamento prodotto dalla tensione del condensatore e poichè la costante di tempo T del filtro è generalmente molto maggiore del periodo della nota di battimento, sembra ammissibile ritenere che questa tensione sia il risultato dell'applicazione della componente c.c. del segnale di uscita $\omega_c \operatorname{sen} \psi$ del rivelatore di fase, al filtro del circuito.

Allora, valor medio $\left[\frac{1 - 2m + m^2}{1 - m + pT}\right] \omega_c \operatorname{sen} \psi \cong$

$$\cong \left[\frac{1 - 2m + m^2}{1 - m + pT}\right] \omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi}$$

Infatti, l'impedenza operazionale del filtro è:

$$Z_p = (1 + x)R + \frac{1}{pC};$$

per una data tensione applicata $\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi}$ la corrente istantanea è

$$\frac{\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi}}{Z_p}$$

e la tensione alle armature del condensatore vale:

$$\frac{\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi}}{Z_p} \frac{1}{pC} = \frac{\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi}}{1 + p(1 + x)T}$$

Questa tensione è applicata al tubo a reattanza attraverso un potenziometro costituito da xR e R, per cui il condensatore fornisce al tubo a reattanza la tensione

$$\frac{R}{(1 + x)R} \cdot \frac{\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi}}{1 + p(1 + x)T};$$

quest'ultima, ponendo

$$1 + x = \frac{1}{1 - m}$$

diviene:

$$\frac{(1 - m)\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi}}{1 + \frac{pT}{(1 - m)}} = \frac{(1 - 2m + m^2)\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi}}{1 - m + pT}$$

Dalle due equazioni si ricava:

$$\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi} = \frac{1}{m} [\bar{\omega} - (\omega^2 - m^2\omega_c^2)] = \left[\frac{1 - m + pT}{1 - 2m + m^2}\right] (\Delta\omega - \bar{\omega})$$

ossia

$$\omega_c \overline{\operatorname{sen} \psi} = \frac{\Delta\omega}{1 - m} - \frac{\bar{\omega}}{1 - m} - \frac{T}{(1 - m)^2} \frac{d\bar{\omega}}{dt};$$

con le posizioni

$$a = \frac{\bar{\omega}}{m\omega_c} \quad \text{e} \quad b = \frac{\Delta\omega}{m\omega_c}$$

ed eliminando ω_c sen ψ, si trova:

$$\frac{1 - m}{mT}\, dt = \frac{da}{mb - a + (1 - m)(a^2 - 1)^{1/2}} \qquad (14)$$

Detto T_f il tempo necessario per l'agganciamento da $\bar{\omega} = \Delta\omega$ a $\bar{\omega} = m\omega_c$, ossia il tempo di agganciamento in frequenza, i corrispondenti valori di Ta sono $a = b$ ed $a = 1$, quindi:

$$\frac{(1 - m)T_f}{mT} = \int_b^1 \frac{da}{mb - a + (1 - m)(a^2 - 1)^{1/2}} \qquad (15)$$

5) *Campo di agganciamento*

Prima di tentare di integrare la (15), conviene calcolare il massimo campo di agganciamento. L'integrale 2° membro della (15) è l'area compresa fra la curva di $[mb - a + (1 - m)(a^2 - 1)^{1/2}]^{-1}$ rappresentata in funzione di a, e l'asse delle ascisse a, fra i limiti $a = b$ e $a = 1$. Ora, se un valore reale di a può verificarsi fra b e 1 e tale da rendere uguale a zero la quantità

$[mb - a + (1 - m)(a^2 - 1)^{1/2}]$

per esso il reciproco di questa espressione diviene infinito e infinita risulta l'area compresa dalla curva. A questa condizione corrisponde $T_f = \infty$.

Dalla $mb - a + (1 - m)(a^2 - 1)^{1/2} = 0$ si ricava successivamente:

$$m(2 - m)a^2 - 2mba + (1 - m)^2 + m^2b^2 = 0$$

e

$$a = \frac{2mb \pm \{4m^2b^2 - 4m(2 - m) \times [(1 - m)^2 + b^2m^2]\}^{1/2}}{2m(2 - m)} \qquad (16)$$

La (16) assume un valore reale se $4m^2b^2 < 4m(2 - m)[(1 - m)^2 + b^2m^2]$, cioè se

$b^2m < 2 - m$

ossia

$$b < \left(\frac{2}{m} - 1\right)^{1/2}$$

Il tempo di agganciamento T_f sarà perciò finito se

$$\frac{\Delta f_{max}}{mf_c} < \left(\frac{2}{m} - 1\right)^{1/2}$$

ossia

$$\Delta f_{max} < f_c(2m - m^2)^{1/2}$$

dove Δf_{max} è l'errore massimo di accordo.

6) *Tempo di agganciamento*

La (15) è integrabile, ma la soluzione è assai complicata. Generalmente interessano circuiti per i quali $m \ll 1$; questa ipotesi conduce a:

$$(1 - m)\frac{T_f}{mT} = \int_b^1 [(a^2 - 1)^{1/2} - a]^{-1}\, da = \int_b^1 \frac{(a^2 - 1)^{1/2} + a}{(a^2 - 1)^{(1/2)\cdot 2} - a^2}\, da,$$

e anche

$$(1 - m)\frac{T_f}{mT} = \int_1^b [(a^2 - 1)^{1/2} + a]\, da = \frac{1}{2}[b(b^2 - 1)^{1/2} + b^2 - 1 - Ch^{-1}b] \qquad (17)$$

Se b è assai diverso da 1, il 3° membro della (17) vale circa b^2. Per es., se $b = 5$, si ha:

$$(1 - m)\frac{T_f}{mT} = 23{,}1 \cong 5^2;$$

perciò

$$(1 - m)\frac{T_f}{mT} \cong b^2 = \left(\frac{\Delta f}{mf_c}\right)^2 \qquad (18)$$

La (18) non contiene la limitazione che T_f diviene infinito quando

$$b^2 \geqq \frac{2 - m}{m},$$

ma scrivendo

$$\frac{(1 - m)T_f}{mT} = \frac{b^2}{1 - \dfrac{m}{(2 - m)}b^2},$$

questa limitazione risulta compresa.

Poichè

$$\frac{1 - m}{mT} = \frac{1}{x},$$

segue che

$$T_f = xTb^2\left(1 - \frac{m}{2 - m}b^2\right)^{-1} \qquad (19)$$

Per l'intervallo di valori che interessano ($m \cong x \ll 1$), si ha:

$$T_f \cong xTb^2 = xT\left(\frac{\Delta f}{xf_c}\right)^2 = \frac{T}{x}\left(\frac{\Delta f}{f_c}\right)^2$$

Ricordando le seguenti due espressioni di x e di T rispettivamente, già dedotte su queste colonne a proposito dell'errore di fase dinamico:

$$x \cong \frac{4Kf_{N}/_2}{\omega_c(K + \frac{1}{4})}; \qquad T = \frac{\omega_c(K + \frac{1}{4})^2}{4K(f_N/_2)^2}$$

dove K è il fattore di smorzamento e $f_N/_2$ è la semilarghezza di banda di disturbo, si può esprimere il tempo di agganciamento così:

$$T_f \cong \frac{\omega_c(K + \frac{1}{4})^3}{16K^2(f_{N/2})^2}\left(\frac{\Delta f}{f_c}\right)^2 = \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{(K + \frac{1}{4})^2}{K^2} \cdot \frac{(\Delta f)^2}{(f_{N/2})^2} \qquad (20)$$

Assegnati Δf, $f_{N/2}$, si può scegliere K in modo da rendere T_f il più piccolo possibile. La quantità $(K + \frac{1}{4})^3/K^2$ diviene minima per $K = \frac{1}{2}$, da cui:

$$T_f \cong \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \cdot \frac{27}{64} \cdot 4\frac{(\Delta f)^2}{(f_{N/2})^2} \cong 4{,}2\frac{(\Delta f)^2}{(f_{N/2})^2} \qquad (21)$$

Se $K = 1$, si trova

$$T_f \cong 4{,}8\frac{(\Delta f)^2}{(f_{N/2})^2} \qquad (22)$$

Se $K = \frac{1}{4}$, si trova

$$T_f \cong 4{,}93\frac{(\Delta f)^2}{(f_{N/2})^2} \qquad (23)$$

Perciò è preferibile assumere $K > \frac{1}{2}$, anzichè $K < \frac{1}{2}$, e poichè la forma della risposta $Q(\omega)$ è un optimum per $K = 1$, sembra che $K = 1$ dia (molto da vicino) le migliori caratteristiche di sincronismo e di agganciamento.

0993 - Ing. P. Barili - Ravenna

D - In uno dei Vs. numeri fu pubblicato lo schema del rifacimento di AR17.

Se lo rintracciate, vogliate spedirmelo.

R - Non abbiamo ritrovato lo schema dell'AR-18 richiestoci con la Sua del 12 u.s. Nel n. 5 - 1967 a pag. 232 della nostra rivista abbiamo pubblicato la descrizione e lo schema del ricevitore MF stereo a transistori mod. AR-14E Heathkit; se la cosa può interessarLe, voglia comunicarcelo e noi provvederemo, se lo desidera, a inviarLe copia del suddetto n. 5 - 1967.

(a.f.)

0994 - L. Acquilino - Genova Voltri

D - Chiedere l'indirizzo di un Rappresentante in Italia della Soc. « FERRANTI Ltd.» o quantomeno di conoscere le caratteristiche del transistore ZT di produzione della Società suddetta.

R - Non ci risulta che la Ferranti abbia un rappresentante ufficiale in Italia.

Nei pochi opuscoli riguardanti le equivalenze tra i transistori a nostra disposizione non figura il mod. ZT 1701. Possiamo solo consigliarLe di rivolgersi al seguente indirizzo:

CAREL - Componenti per l'industria elettronica Milano, via Varese, 8 tel. 654647. La Carel tratta i transistori su vasta scala.

(a.f.)

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

MAGNETOFONI CASTELLI - S.P.A.
20122 MILANO
Via Serbelloni 1
Tel. 796.272/796.301/796.586

Ortophonic di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di **Gino da Ros & C.**
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Samber's

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

TRL

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

Televisori in bianco e nero
Radio-Fono HI-FI
ELETTRONICA MONTAGNI
Viale Cadorna, 44 - **Firenze**
Tel. 472.959 - 593.752

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovaligie

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

BARLETTA - Apparecchi Scientici
Milano - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Calcolatori elettronici analoghi ADI - Campioni e Ponti SULLIVAN - Regolatori di tensioni WATFORD - Strumenti elettronici DAVE - Reostati e Trasformatori RUHSTRAT - Apparecchi e Strumenti per la ricerca scientifica in ogni campo.

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Tiziano Vecellio, 32
Tel. 25.102 - 22.148

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI
Via Vittorio Veneto
35109 TOMBOLO (Padova)
Costruz. Elettroniche Profess.

GIANNONI SILVANO
Via Lami, 3 - Tel. 30636
S. Croce sull'Arno (Pisa)
TUTTO IL MATERIALE PER TECNICI E RADIOAMATORI

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio ,145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9150424/425/426

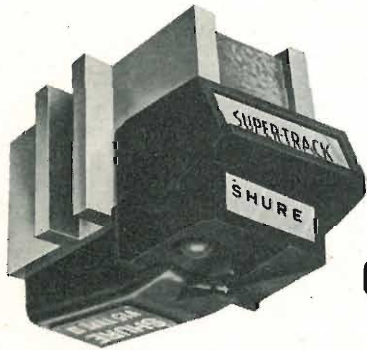
VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

ATTENZIONE ALLE IMITAZIONI!!!

PRESENTAZIONE DI UNA NUOVA SERIE CARTRIDGE AD ALTA FEDELTÀ

Studiate con la massima costanza di angolazione *TRACKABILITY* il più importante progresso nella riproduzione del suono, sin dall'avvento della stereofonia

SHURE

V-15 TYPE II

SUPER-TRACK™

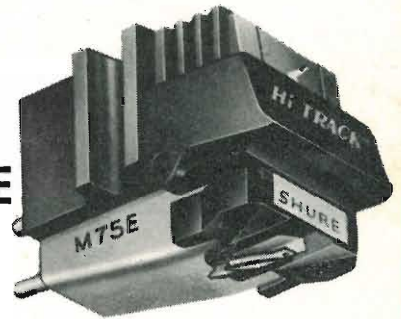
CARTRIDGE

La testina magnetica SUPER-TRACK V-15 tipo II, radicalmente nuova segna una nuova epoca nelle prestazioni delle testine a cartuccia . . . l'era di una perfetta costanza di angolazione. Grazie a ciò, qualsiasi disco fornisce un suono migliore e più fedele, e — in pratica — è come ascoltare per la prima volta alcune registrazioni, lette con una minima pressione di contatto, senza distorsione! Per apprezzarne le qualità, basta udire una sola volta un disco riprodotto con questa cartuccia, che ha già stabilito un nuovo standard tra gli audiofili ed i critici di maggior grido. Lo stilo ellittico bi-radiale segue il solco con una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi.

M75E

HI-TRACK

CARTRIDGE

Le migliori prerogative di funzionamento, con un prezzo modesto

Deriva dalla nuova generazione di cartucce che forniscono la massima costanza di lettura, ed un suono esente da distorsioni, anche durante la riproduzione di dischi a solco di difficile lettura. Il costo di questa testina è sorprendentemente esiguo. Lo stilo ellittico bi-radiale esercita una pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Munito di stilo M75-6 a struttura conica, da 0,0132 millimetri. Si presta particolarmente all'impiego nei vecchi tipi di giradischi, funzionanti con pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi. È previsto anche il modello M75G, per cambiadischi speciali di tipo Dual. Anche in questo modello lo stilo è di struttura conica da 0,0132 millimetri, e funziona con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.

SHURE M55E

TUTTE LE PREROGATIVE PIÙ AUSPICABILI

Caratteristiche di funzionamento professionali con un costo modesto. Munita di stilo di diamante ellittico bi-radiale, funzionante con angolazione di 15 gradi, per eliminare qualsiasi traccia di distorsione armonica e intermodulazione e attrito. Apporta un vero e proprio miglioramento alla fedeltà sonora dell'impianto di amplificazione, sia in applicazioni stereo, sia in impianti monotonici. Funziona con pressione compresa tra 0,75 ed 1,5 grammi. Rappresenta la scelta migliore da parte dell'appassionato di alta fedeltà che desidera ottenere un'eccellente riproduzione con minima spesa.

QUESTE TESTINE

CONSENTONO LA MIGLIORE QUALITÀ DI RIPRODUZIONE SONORA CON UN COSTO LIMITATO

Rappresentante generale per l'Italia

20129 MILANO - V.le Premuda, 38A
Telefono 795.762 - 795.763 - 780.730

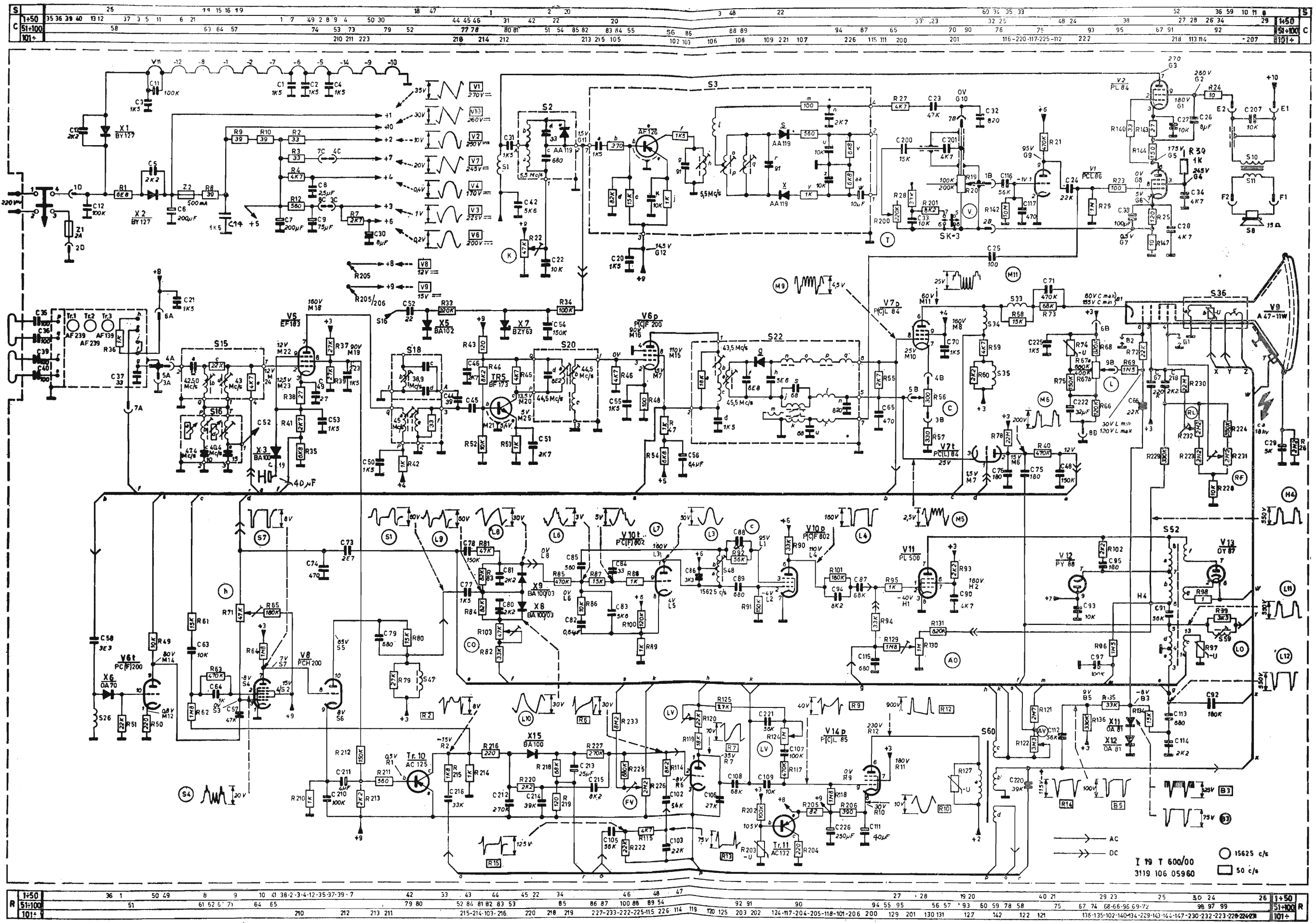
SHURE M44 SERIES

I modelli economici che dettano legge

La serie M44 è costituita da testine i cui valori estremamente bassi della distorsione armonica e per intermodulazione, unitamente all'eccellente separazione tra i canali, determina un effetto stereofonico superlativo. Lo stilo è di tipo rientrante.
Mod. M44-5 con stilo da 0,0127 millimetri, funzionante con pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi • Mod. M44-7 con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 1,5 e 3 grammi • M44C con stilo da 0,0177 millimetri, per pressioni comprese tra 3 e 5 grammi • Mod. M44E, con stilo da 0,0101 x 0,0177 millimetri ellittico bi-radiale, per pressioni comprese tra 1,75 e 4 grammi • Mod. M44G, con stilo da 0,0132 millimetri, per pressioni comprese tra 0,75 ed 1,5 grammi.

TELEVISORE

PHILIPS

Mod. I 19 TI 600/00

Schema elettrico del ricevitore di TV PHILIPS mod. I 19 TI 600/00